

COMPRESSED DATA TRANSMISSION AND STORAGE SYSTEM

Publication number: RU2187889 (C2)

Publication date: 2002-08-20

Inventor(s): GRJUNBERG EHLOT [US]

Applicant(s): DIDZHITAL KOMPRESHION TEKNOLOD [US]

Classification:

- **international:** **G11B20/10; H04B1/66; H04N7/26; G11B20/10; H04B1/66; H04N7/26;** (IPC1-7): H04B1/66

- **European:** H04N7/26; H04N7/26E

Application number: RU19980103456 19960821

Priority number(s): US19950518007 19950822

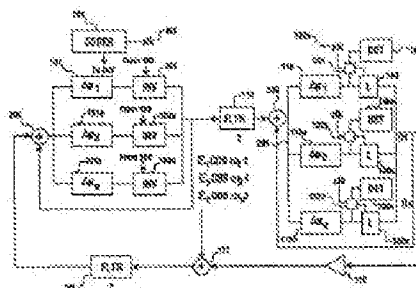
Also published as:

WO9708845 (A1)
BR9610351 (A)
CA2229921 (A1)
AU6913096 (A)
EP0870368 (A1)

more >>

Abstract of RU 2187889 (C2)

graphics transmission and storage. SUBSTANCE: transmission system has data transmission and reception devices, transmitting and receiving screens, adding facility coding and decoding facilities, and bit generator. Communication system has transmitting and receiving stations, communication line, sequential and selective coding and decoding facilities. Compressed data storage and extraction system has facilities for converting groups of data bits into desired number of coded data bits, adding facility, storage facility, and mentioned bits extraction facility. Superresonant circuit has data signal receiving facility and coded data bit generating facility. Decoding system has at least one superresonant circuit, output connecting device, adding facility, and feedback facility.; Digital modulation method involves signal modulation, iterative signal addition, signal stream control, signal demodulation, and signal amplitude recording. EFFECT: reduced passband width and memory capacity. 39 cl, 21 dwg



Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide



(19) **RU** ⁽¹¹⁾ **2 187 889** ⁽¹³⁾ **C2**
(51) МПК⁷ **H 04 B 1/66**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

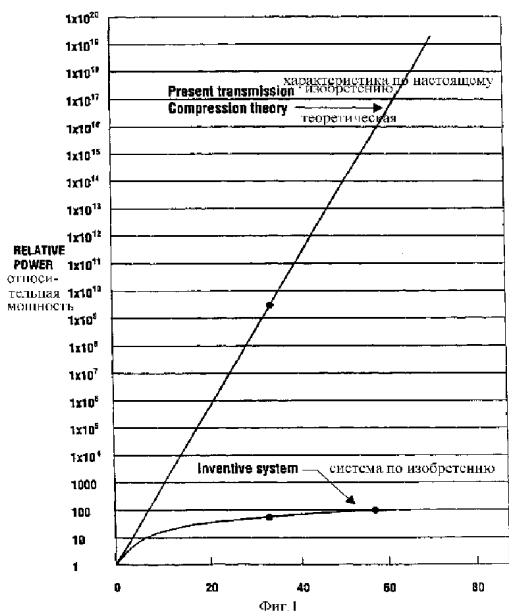
(21), (22) Заявка: 98103456/09, 21.08.1996
(24) Дата начала действия патента: 21.08.1996
(30) Приоритет: 22.08.1995 US 08/518,007
(43) Дата публикации заявки: 10.01.2000
(46) Дата публикации: 20.08.2002
(56) Ссылки: US 5029210 A, 02.07.1991. RU 2039381 C1, 09.07.1995. US 4805216 A, 14.02.1989. US 4451699 A, 29.05.1984.
(85) Дата перевода заявки PCT на национальную фазу: 19.02.1998
(86) Заявка PCT: US 96/14150 (21.08.1996)
(87) Публикация PCT: WO 97/08845 (06.03.1997)
(98) Адрес для переписки: 109240, Москва, Котельническая наб., 1/15, корп.А/Б, офис № 8, "Константин Шилан и Ко.", пат.пов. К.А.Шилану

(71) Заявитель:
ДИДЖИТАЛ КОМПРЕССИОН ТЕКНОЛОДЖИ,
Л.П. (US)
(72) Изобретатель: ГРЮНБЕРГ Элиот (US)
(73) Патентообладатель:
ДИДЖИТАЛ КОМПРЕССИОН ТЕКНОЛОДЖИ,
Л.П. (US)
(74) Патентный поверенный:
Шилан Константин Александрович

(54) СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ И ХРАНЕНИЯ СЖАТОЙ ИНФОРМАЦИИ

(57)
Изобретение относится к устройству и способу передачи и хранения графической информации. Техническим результатом является уменьшение ширины полосы пропускания и емкости памяти. Система передачи содержит устройства приема и передачи данных, передающий и принимающий экраны, суммирующее средство, средства кодирования и декодирования, генератор разрядов. Система связи содержит передающую и принимающую станции, магистраль связи, средства для последовательного и выборочного кодирования и декодирования. Система хранения и извлечения сжатой информации содержит средства для преобразования групп информационных разрядов в заданное число

кодированных информационных разрядов, средство суммирования, средство хранения, средство извлечения указанных разрядов. Сверхрезонансный контур содержит средство приема информационных сигналов, средство формирования закодированных информационных разрядов. Система декодирования содержит, по меньшей мере, один сверхрезонансный контур, выходное устройство подключения, средство суммирования, средство обратной связи. Способ цифровой модуляции состоит в модуляции сигналов, итеративном суммировании сигналов, управлении потоком сигналов, демодуляции сигналов и регистрации амплитуды сигналов. 7 с. и 32 з.п.ф-лы, 21 ил.





(19) **RU** (11) **2 187 889** (13) **C2**
(51) Int. Cl.⁷ **H 04 B 1/66**

RUSSIAN AGENCY
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

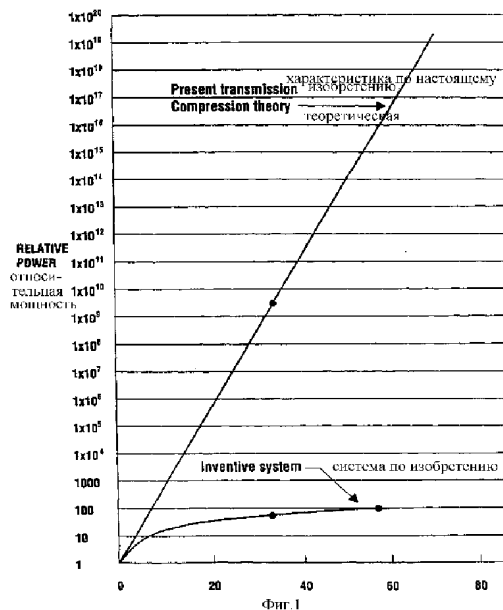
(21), (22) Application: 98103456/09, 21.08.1996
(24) Effective date for property rights: 21.08.1996
(30) Priority: 22.08.1995 US 08/518,007
(43) Application published: 10.01.2000
(46) Date of publication: 20.08.2002
(85) Commencement of national phase: 19.02.1998
(86) PCT application:
US 96/14150 (21.08.1996)
(87) PCT publication:
WO 97/08845 (06.03.1997)
(98) Mail address:
109240, Moskva, Kotel'nicheskaja nab., 1/15,
korp.A/B, ofis № 8, "Konstantin Shilan i
Ko.", pat.pov. K.A.Shilanu

(71) Applicant:
DIDZHITAL KOMPRESHION TEKNOLODZHI, L.P.
(US)
(72) Inventor: GRJuNBERG Ehliot (US)
(73) Proprietor:
DIDZHITAL KOMPRESHION TEKNOLODZHI, L.P.
(US)
(74) Representative:
Shilan Konstantin Aleksandrovich

(54) **COMPRESSED DATA TRANSMISSION AND STORAGE SYSTEM**

(57) Abstract:

FIELD: graphics transmission and storage.
SUBSTANCE: transmission system has data transmission and reception devices, transmitting and receiving screens, adding facility coding and decoding facilities, and bit generator. Communication system has transmitting and receiving stations, communication line, sequential and selective coding and decoding facilities. Compressed data storage and extraction system has facilities for converting groups of data bits into desired number of coded data bits, adding facility, storage facility, and mentioned bits extraction facility. Superresonant circuit has data signal receiving facility and coded data bit generating facility. Decoding system has at least one superresonant circuit, output connecting device, adding facility, and feedback facility. Digital modulation method involves signal modulation, iterative signal addition, signal stream control, signal demodulation, and signal amplitude recording. EFFECT: reduced passband width and memory capacity. 39 cl, 21 dwg



Заявки, используемые при экспертизе
Это частично продолжающаяся заявка
заявки на патент США 08/150231,
зарегистрированной 03.11.93, которая в свою
очередь является частично продолжающейся
заявкой заявки на патент США 07/812417,
зарегистрированной 22.12.91.

Область техники, к которой относится
изобретение

Настоящее изобретение относится к
устройству и способу передачи и хранения
оцифрованной видео и другой графической
информации, при этом способе требуется
значительно меньшая ширина полосы
пропускания и емкость памяти.

Описание предшествующего уровня
техники

В патенте США 5029210, опубликованном
в июле 1991 г., описана система коллективной
передачи информации. В этом патенте
показаны принципы работы системы связи,
которые частично использованы и в
настоящем изобретении. Таким образом был
учтен опыт патента США 5029210.

При использовании данных принципов и
дополнительных идей данного изобретения
была разработана новая система передачи
сообщений, при которой значительно
снижается ширина полосы пропускания,
необходимая при передаче телевизионной
или другой оцифрованной информации.
Кроме того, при применении предлагаемого
способа значительно снижается ширина
полосы пропускания, необходимая для
передачи любой цифровой информации.

Для предыдущих способов передачи
телевизионной информации характерно
сканирование материала с помощью
высокоскоростного электронного луча,
применяемого для обработки большого
количества элементов изображения
(пикселей) или освещенных участков
растровой зоны обзора, которая обычно
идентифицируется с экраном. Полученные
таким образом значения освещенности
пикселей воспроизводятся в соответствующих
позициях пикселей на экране приемного
устройства, например электронно-лучевой
трубке. При использовании этого способа
передача пикселей осуществляется
последовательно. Таким образом, объект
передачи, содержащий 500•500 или 250000
позиций пикселей должен пересылаться на
приемное устройство в течение времени,
равного приблизительно 1/30000 секунды, что
определяется временем обновления,
учитывающим инерционность зрительного
восприятия. При использовании данного
способа требуемая ширина полосы
пропускания составляет 7,5 МГц. Однако в
настоящее время применяется способ
чересстрочной развертки, что обеспечивает
снижение требуемой ширины полосы
пропускания до 4 МГц и ниже.

В настоящее время появилась
потребность в еще более высоком
разрешении, чем это может обеспечить растр
размером 500•500 пикселей, а именно
ожидается появление телевидения высокой
разрешающей способности с изображением
размером 1000•1000 или 1000000 пикселей.

Система передачи информации по
настоящему изобретению исключает
необходимость в сканировании и предлагает
способ параллельной передачи информации

с передающего экрана на принимающий
экран. Ожидается, что такая
видеоинформация может быть передана
настоящей системой с шириной полосы
пропускания 60 Гц.

Поэтому целью настоящего изобретения
является получение системы передачи
информации со значительно меньшей
шириной полосы пропускания, которая, к тому
же, дает возможность передавать
видеоинформацию высокой разрешающей
способности.

В соответствии с другой целью
настоящего изобретения обеспечивается
передача цифровой информации с более
высокой пропускной способностью с
использованием каналов передачи
информации узкой и широкой полосы частот.

Целью настоящего изобретения является
также создание системы передачи цифровой
информации для видео- и других данных,
которая при той же скорости передачи данных
потребляет значительно меньше энергии.

Целью настоящего изобретения является
упрощение надежной передачи данных с
высокой скоростью.

Целью настоящего изобретения является
значительное снижение количества и
сложности кодов, необходимых для
увеличения скорости передачи информации с
использованием устройств узкой полосы
частот.

Целью настоящего изобретения является
повышение связности компьютеров, а также
устройств и терминалов, объединенных в
сеть.

Цель настоящего изобретения состоит в
упрощении систем двусторонней передачи
видеоинформации, таких, например, как
видеотелефон.

Целью настоящего изобретения является
упрощение передачи трехмерной графики.

Еще одной целью настоящего
изобретения является обеспечение хранения
изображений и других блоков данных с
использованием значительно меньшего
объема памяти путем эффективного и
быстрого кодирования и извлечения таких
данных.

Указанные цели достигаются тем, что
система передачи информации, включающая
устройство на участке передачи данных,
которое преобразует множественные
одновременно существующие группы
цифровых информационных разрядов в
одновременно передаваемые
информационные коды с использованием
общего информационного передающего
канала, и включающая также устройство на
участке приема данных, способное
преобразовывать сигналы, принимаемые по
названному общему каналу, в одновременно
существующие принимаемые индикаторные
разряды, которые соответствуют названным
группам одновременно существующих
цифровых информационных разрядов.
Указанные цели также достигаются тем, что
она включает также переключаемый инвертор
для регулирования энергии колебаний в
названном общем канале передачи
информации. Указанные цели также
достигаются тем, что названный канал
передачи информации включает средства
усиления и инверсии фаз, которые работают
совместно на названных участках передачи и

приема информации.

Указанные цели также достигаются тем, что названное устройство передачи данных и названное устройство приема данных включают средства кодирования для получения передаваемого выходного сигнала в том случае, если на названном участке приема данных имеются соответствующие дополняющие информационные коды.

Указанные цели также достигаются тем, что названное устройство передачи данных и названное устройство приема данных включают средства сокращения кода размерности информации и числа информационных кодов.

Указанные цели также достигаются тем, что система передачи сжатой информации, включающая передающую станцию и принимающую станцию, при этом каждая из названных передающей и принимающей станций включает множество каналов связи; при этом в состав системы входит

магистраль связи, соединяющая названные передающие каналы связи с названными принимающими каналами связи;

средства, входящие в состав названной передающей станции и названной принимающей станции для последовательного и выборочного кодирования информационных разрядов с целью их передачи по названной магистрали связи, при этом названные средства кодирования включают

частотно-избирательное резонансное устройство, расположенное в каждом из названных каналов связи для формирования сигнала, представляющего соответствующий информационный разряд, при этом по резонансной частоте названного резонансного устройства в названном канале коррелируют частоту названного сигнала;

средства в составе каждого из названных каналов связи для усиления и выборочной инверсии фаз каждого названного информационного разряда;

средства названной принимающей станции для декодирования названных закодированных информационных разрядов, при этом названные средства декодирования включают соответствующее частотно-избирательное резонансное устройство в каждом канале, чувствительном к соответствующей предварительно заданной резонансной частоте для поиска в названном канале связанного с ним информационного разряда.

Указанные цели также достигаются тем, что названная магистраль связи включает один канал связи как для прямой, так и обратной передачи названных информационных разрядов.

Указанные цели также достигаются тем, что названные средства кодирования кодируют названные информационные разряды в разряды кода, количество которых значительно меньше, чем число названных информационных разрядов.

Указанные цели также достигаются тем, что названная магистраль связи ограничена по ширине полосы пропускания, при этом каждый из названных сигналов при названной резонансной частоте каждого канала находится в пределах названной ширины полосы пропускания.

Указанные цели также достигаются тем,

что названное частотно-избирательное резонансное устройство обеспечивает сдвиг фазы сигнала на входе в названный канал, при этом названные средства кодирования включают средства суммирования последовательных сигналов со сдвигом фазы, формируемых в канале за определенное число итераций для получения названного сигнала, представляющего названный информационный разряд, по названному каналу.

Указанные цели также достигаются тем, что названные средства суммирования последовательности сдвинутых по фазе сигналов в названном канале включают устройство суммирования, установленное на входе в каждый канал, и средства обратной связи для возврата в процессе каждой итерации каждого сдвинутого по фазе сигнала последовательности с выхода каждого из названных каналов на вход названного суммирующего устройства.

Указанные цели также достигаются тем, что в каждом канале в течение временного интервала, соответствующего скорости смены названного информационного разряда, одновременно совершается названное заданное число итераций.

Указанные цели также достигаются тем, что названные устройства на названном участке передачи информации включают локальное резонансное средство обратной связи для кодирования каждого информационного разряда каждой группы одновременно существующих наборов цифровых информационных разрядов в названные одновременно передаваемые информационные коды.

Указанные цели также достигаются тем, что названное средство обратной связи включает средство модуляции непрерывной полосы частот в пределах названной ограниченной полосы пропускания с целью получения названных одновременно передаваемых информационных кодов, связанных с каждым разрядом названной группы одновременно существующих наборов цифровых информационных разрядов.

Указанные цели также достигаются тем, что названная непрерывная полоса частот является белым шумом ограниченной ширины.

Указанные цели также достигаются тем, что названные средства кодирования включают средства организации названных информационных разрядов в геометрические матрицы, средства обозначения позиции каждого информационного разряда в названной геометрической матрице с применением бинарных кодов и средства выборочного сочетания названных двоичных кодов на поразрядной основе перед отправкой по названной магистрали связи.

Указанные цели также достигаются тем, что названные средства декодирования включают средства сравнения бинарного кода в памяти системы с указанием позиции в названной геометрической матрице с названным бинарным кодом, передаваемым по названной магистрали связи.

Указанные цели также достигаются тем, что названные средства кодирования включают непрерывный многодорожечный носитель информации, движущийся с постоянной скоростью на названной

передающей станции, и парный ему многодорожечный носитель информации на названной принимающей станции.

Указанные цели также достигаются тем, что названный многодорожечный носитель информации на названной принимающей станции имеет постоянную скорость в соответствии с синхронизирующими сигналами, полученными по каналу синхронизации.

Указанные цели также достигаются тем, что предложена система хранения сжатой информации для накопления двоичных информационных разрядов, при этом данная система включает

средства преобразования одновременно существующих групп цифровых информационных разрядов в заданное число сохраняемых информационных кодов;

названные средства преобразования, включающие средства организации названных информационных разрядов в геометрическую матрицу;

средства обозначения позиции каждого информационного разряда в названной геометрической матрице с применением бинарных кодов;

средства выборочного сочетания названных двоичных кодов на поразрядной основе для представления названных накопленных информационных кодов.

Указанные цели также достигаются тем, что названные накопленные информационные коды состоят из множества сохраняемых разрядов, при этом число названных сохраняемых разрядов значительно меньше количества цифровых информационных разрядов.

Указанные цели также достигаются тем, что предложен способ цифровой модуляции, реализация которого включает следующие этапы:

модуляция потока разрядов путем использования в контуре обратной связи резонансного контура, при этом названный контур обратной связи включает сумматор сигналов;

использование схемы переключения, управляемой потоком разрядов для подачи малоточного сигнала на названный сумматор;

демодуляция модулированного потока разрядов, при этом названный демодулятор включает схему переключения, управляемую сигналом потока разрядов;

определение амплитуды сигнала в контуре;

поддержание коэффициента обратной связи в контуре обратной связи ниже единицы.

Указанные цели также достигаются тем, что предложен сверхрезонансный контур, который включает

- средство приема потока закодированных информационных сигналов, при этом каждый закодированный информационный сигнал принимается в последовательные интервалы времени;

- средство полного декодирования соответственного закодированного информационного сигнала в пределах временного интервала, соответствующего его периоду.

Указанные цели также достигаются тем, что каждый информационный сигнал кодируется как одночастотный

модулированный импульс, при этом названный контур включает

- выходное устройство подключения;

- средство суммирования сигналов для приема названного потока закодированных информационных сигналов как первый ввод;

- фазорегулирующий элемент, чувствительный к названному одночастотному модулированному импульсу;

- средство обратной связи для подачи сигнала из названного выходного устройства подключения на второй ввод названного средства суммирования, при этом названное средство обратной связи и суммирования сигналов обеспечивает многократную рециркуляцию названного сигнала внутри названного сверхрезонансного контура для декодирования названного закодированного сигнала в пределах названного временного интервала.

Указанные цели также достигаются тем, что при каждой рециркуляции названный сверхрезонансный контур дает возможность постепенно настраивать частоту названного сигнала до названной единой частоты полосы пропускания сигналов.

Указанные цели также достигаются тем, что сигнал проходит по контуру n раз для получения регистрируемого сигнала в названном сверхрезонансном контуре, при этом n -кратное прохождение контура сигналом происходит за более короткий временной интервал, чем это требуется для переключения названных информационных сигналов, или равный ему. Указанные цели также достигаются тем, что каждый из названных закодированных сигналов занимает полосу пропускания канала передачи данных, уменьшенную пропорционально числу проходов сигналом контура n , что наблюдается на выходном устройстве подключений.

Указанные цели также достигаются тем, что предложен сверхрезонансный контур для кодирования потока информационных сигналов, при этом в состав названного контура входят

- средство приема информационных сигналов в последовательно расположенные интервалы времени;

- средство формирования закодированных информационных сигналов для принятого информационного сигнала в течение единичного временного интервала названного информационного сигнала.

Указанные цели также достигаются тем, что названный закодированный сигнал закодирован по частоте.

Указанные цели также достигаются тем, что в его состав также входят

- устройство вывода данных;

- средство суммирования сигналов для приема многочастотных сигналов в непрерывной полосе пропускания на первом устройстве ввода;

- фазорегулирующий элемент, чувствительный к сигналу определенной частоты.

- средство обратной связи для отправки сигнала с названного выходного устройства подключения на второй вход названного средства суммирования, при этом названное средство обратной связи и суммирования сигналов обеспечивает многократную рециркуляцию названного сигнала внутри

названного сверхрезонансного контура для декодирования названного закодированного сигнала в пределах одного названного временного интервала.

Указанные цели также достигаются тем, что названный сверхрезонансный контур содержит также средство подавления амплитуды в ответ на принятый названный информационный сигнал.

Указанные цели также достигаются тем, что названный сигнал проходит по контуру n раз для получения закодированного сигнала названной частоты в названном сверхрезонансном контуре, при этом n -кратное прохождение контура сигналом происходит за более короткий временной интервал чем это требуется для переключения названных информационных сигналов, или равный ему.

Указанные цели также достигаются тем, что указанный контур выполнен с повышенным отношением сигнал/шум в выходном устройстве подключения.

Указанные цели также достигаются тем, что предложена система декодирования множества одновременно существующих закодированных по частоте импульсов заданной ширины интервала, при этом каждый из множества названных частотно закодированных одновременно

существующих импульсов соответствуют определенному информационному сигналу, и все они передаются одновременно по единому каналу передачи данных в пределах полосы пропускания сигнала, при этом в состав названной системы входит один или больше сверхрезонансных контуров, при этом каждый из названных сверхрезонансных контуров настроен на определенную частоту названной полосы пропускания сигналов и каждый сверхрезонансный контур дает возможность полностью зарегистрировать соответствующие данные в пределах ширины интервала импульса.

Указанные цели также достигаются тем, что в состав одного или более из названных сверхрезонансных контуров входит:

- выходное устройство подключения;
- средство суммирования сигналов для приема названного потока закодированных информационных сигналов как первый ввод;
- фазорегулирующий элемент, чувствительный к названному одночастотному модулированному импульсу;
- средство обратной связи для подачи сигнала из названного выходного устройства подключения на второй вход названного средства суммирования, при этом названное средство обратной связи и суммирования сигналов обеспечивает многократную рециркуляцию названного сигнала внутри названного сверхрезонансного контура для декодирования названного закодированного сигнала в пределах названного временного интервала.

Указанные цели также достигаются тем, что при каждой рециркуляции названный сверхрезонансный контур дает возможность постепенно настраивать частоту соответственного закодированного сигнала до названной единой частоты полосы пропускания сигналов. Указанные цели также достигаются тем, что названный сигнал проходит по контуру n раз для получения регистрируемого сигнала в каждом из

названных сверхрезонансном контуре, при этом n -кратное прохождение контура сигналом происходит за более короткий временной интервал, чем это требуется для переключения названных информационных сигналов, или равный ему.

Указанные цели также достигаются тем, что каждый из названных закодированных сигналов занимает полосу пропускания канала передачи данных, уменьшенную пропорционально числу прохождений сигналом контура n , что наблюдается на выходном устройстве подключений.

Указанные цели также достигаются тем, что в состав системы входит также средство накопления данных ограниченной емкости для хранения названных одновременно существующих информационных сигналов в виде множества частотно закодированных сигналов, что позволяет увеличить емкость накопителя названного средства накопления.

Указанные цели также достигаются тем, что в состав системы входит также средство извлечения названных одновременно существующих сигналов путем одновременного декодирования каждого из названных частотно закодированных информационных сигналов.

Указанные цели также достигаются тем, что сверхрезонансный контур выполнен с повышенным отношением сигнал/шум в выходном устройстве подключения.

Краткое изложение сущности изобретения
При обычной передаче видеоизображения информация делится на элементарные области (пиксели), и эти области сканируются электронным пучком со скоростью, определяемой скоростью воспроизведения объектов на объекте передачи (в кадре), или длительностью хранения накопленной информации в глазе (частотой мерцания изображения) и числом элементов сканирования. Работа приемника синхронизирована со скоростью сканирования таким образом, что этот приемник помещает пиксели с правой стороны экрана.

При таком устройстве скорость передачи почти полностью определяется требованиями по размещению пикселей справа и очень мало зависит от реальных изменений информации в объекте передачи. Так как план размещения пикселей известен как передатчику, так и приемнику информации, то можно получить существенный выигрыш на передаче путем кодирования обозначений позиций пикселей, при этом отправка сообщения осуществляется тогда, когда позиция пикселя обозначается как "1" и сообщение не отсылается, если позиция пикселя обозначается как "0". (Шкалы яркостей могут передаваться последовательностью разрядных матриц, что должно обсуждаться отдельно, но в конечном итоге это приводит к увеличению числа цифровых пикселей).

Предыдущие способы передачи данных широкого диапазона частот, например телевизионного диапазона, в отличие от описываемого способа временного разделения, включают выделение отдельного частотного канала каждому входному сигналу (пикселю), или присвоение каждому пикселю отдельного кода. Приемник должен каждому пикселю предоставить соответствующий частотный канал, ширина полосы пропускания

которого должна быть достаточной для покрытия возможных скоростей смены информации о пикселе. Для передачи любой или всей информации о пикселе, или $n(l/t)$, где t - наименьшее ожидаемое время смены информации о пикселе, а n максимальное число пикселей на растр, должна быть обеспечена достаточная ширина полосы пропускания. Поэтому при применении этого способа требуется та же ширина полосы пропускания, что и при использовании применяемого в настоящее время способа последовательной передачи сканированного изображения.

Если мы попытаемся послать все пиксели объекта передачи в одно время так, чтобы ширина полосы пропускания канала могла бы равняться скорости смены объекта передачи (скорости съемки), то мы столкнулись бы с проблемой пересылки большой группы разрядов информации одновременно. С помощью существующих средств можно передавать уровень однозначной амплитуды (или фазы, или сочетание фазы и амплитуды), который представляет собой число, которое в свою очередь определяет группу разрядов, которые затем обозначают группу пикселей, существующих в течение этого интервала времени. Приемник может точно определить, какая группа была послана. Если группа состоит из n возможных разрядов, то число комбинаций n разрядов в таких группах равно 2^n . Это число быстро растет и по мере роста становится все более неудобным в обращении. Как хорошо известно, по мере роста числа уровней растет и отношение сигнал-шум и в свою очередь необходимая передаваемая мощность. На фиг.1 показан экспоненциальный рост этой мощности в зависимости от коэффициента сжатия. С другой стороны, с ростом коэффициента сжатия мощность системы по настоящему изобретению возрастает только линейно.

Способ, благодаря которому в изобретении снимается эта проблема, должен обеспечить приемнику метод распознавания каждого разряда каждой группы в отдельности. Способ по настоящему изобретению основан на кодировании позиций каждого разряда в группе. Эти коды обладают ортогональными свойствами. Ортогональность объясняется следующим образом: возьмем группу одновременно существующих сигналов $x_i(t)$, которая существует в течение периода nT , такие сигналы будут ортогональны если

$$\int_0^{nT} x_i(t) x_j(t) dt = 1 \quad i = j = 0 \quad i \neq j$$

Это значит, что если разряды представлены ортогональной формой сигнала, который существует в течение периода nT , то в конце периода интегральное значение произведения из двух членов группы i и j будет равняться нулю до тех пор, пока члены i и j не сравниваются между собой (будут иметь ту же форму сигнала), в этом случае результат равен 1. Если сигнал $x_i(t)$ посылается приемнику, который запоминает эти формы сигналов и способы умножения их на передаваемые сигналы, то только код $x_i(t)$ может показывать выходной сигнал в конце периода nT .

К числу двух основных типов ортогональных кодированных сигналов относятся сигналы, полученные с помощью способа фазокогерентного кодирования (coded phase coherent method) и сигналы типа PFM, которые описаны в справочнике по телеметрии и дистанционному контролю ("Handbook of Telemetry and Remote Control", Gruenberg, McGraw Hill, 1967) страницы с 9-39 по 9-54. Следует отметить, что эти способы используются только их создателями для отправки одного кода из группы за один прием. Это приводит к увеличению времени на отправку группы пикселей по экспоненциальной зависимости с коэффициентом 2^n . При использовании связанного способа кодированной фазы, по Витерби (Viterbi), форма волны $x_i(t)$ образуется из последовательности n фаз несущей частоты продолжительностью T , каждая из которых имеет одну и ту же амплитуду, но ее фаза равна либо 0, либо 180° , т.е. $(a)(\cos)(\omega t + \nu\pi)$, где $\nu=0$ или 1. Конфигурации таких последовательностей являются ортогональными, как это показано на фиг.2, где изображены ортогональные коды для $n=8$ пикселей. При использовании этих кодов полоса пропускания для покрытия коротких импульсов продолжительностью T должна быть достаточно широкой. Данное изобретение дает возможность отправлять целый ряд таких кодированных сигналов одновременно, при этом данные сигналы могут подаваться однозначной расшифровке по регистрации колебаний. Однако было выявлено, что для n кодированных регистров требуется увеличить ширину полосы пропускания в n раз, что в итоге приводит к той же ширине полосы пропускания, что и при одном разряде, но отношение сигнал-шум уменьшается в n раз, таким образом этот способ уменьшает потребности в мощности, а не ширину полосы пропускания.

При использовании другого способа, по Рочелле (Rochelle), для получения ортогональности применяется синусоидальный сигнал волн разной частоты. Например

$$x_i(t) = \sin \omega_i t \text{ и}$$

$$x_j(t) = \sin(\omega_i + 2n\nu/nT) + \phi$$

где $\omega_i(t)$ - несущая частота (опорная);

$\nu = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ и т.д.;

nT - как и прежде продолжительность кодированного разряда;

ϕ - начальная фаза.

При $\phi = 0$ допустимый интервал $\Delta f = 1/2nT$. Но $1/nT$ это ширина канала, необходимая для одного разряда, так что этот способ увеличивает ширину полосы пропускания в два раза.

Другими словами, при применении этого способа по мере увеличения числа параллельных разрядов требуется увеличение ширины полосы пропускания.

Способ по настоящему изобретению обеспечивает эквивалентный эффект от применения ортогональных кодов при одновременном уменьшении ширины полосы пропускания. Принцип работы зависит от обращения сигналов как в передатчике, так и приемнике.

Краткое описание чертежей

На фиг. 1 показана относительная потребляемая мощность для традиционной

системы и системы по настоящему изобретению.

На фиг.2 показан пример ортогональных кодов.

На фиг.3А и 3В показан способ сложения фаз по настоящему изобретению.

На фиг. 4 показан результирующий выходной сигнал, полученный с помощью способа сложения фаз, как функция разности фаз $\Delta\phi$ для $n=60$.

На фиг. 5 показана блок-диаграмма системы по настоящему изобретению, в которой использован способ сложения фаз.

На фиг. 6 показан результирующий выходной сигнал, полученный по способу сложения фаз, как функция векторной разности фаз $\Delta\phi$ для четырех входных сигналов при $n=60$.

На фиг. 7 показана амплитуда выходного сигнала, полученного с помощью способа сложения фаз, как функция n повторов выходного сигнала разной частоты.

На фиг. 8 показана универсальная резонансная кривая последовательно включенного резонансного контура.

На фиг. 9 показан способ кодирования фаз для бескановой телевизионной системы с использованием резонансных контуров.

На фиг.9А показан сверхрезонансный передающий контур.

На фиг.9В показан сверхрезонансный приемный контур.

На фиг.9С показан единичный индукторный передатчик.

На фиг.9D показан единичный индукторный приемник.

На фиг.10 показан общий вид бескановой телевизионной системы.

На фиг.11 показана передающая система по настоящему изобретению.

На фиг.12 представлена диаграмма, позволяющая упростить понимание работы передающей системы, изображенной на фиг.11.

На фиг.13 представлена диаграмма по настоящему изобретению, которая используется для передачи цифровой информации в суженной полосе пропускания.

На фиг. 14 показана логическая комбинация И полученных разрядов при использовании двух кодов на одну позицию разряда.

На фиг.14А показан возможный ложный отклик на логический сигнал И.

На фиг.14В показан двумерный логический сигнал на приемном устройстве по настоящему изобретению.

На фиг. 14С показано двумерное кодирование с помощью бинарных кодов для $n=16$.

На фиг. 14D показан логический сигнал на приемном устройстве для двумерного кодирования с помощью бинарного кода.

На фиг. 14Е показано двумерное кодирование с помощью бинарных кодов для $n=25$.

На фиг. 14F показан способ декодирования шкалы яркости и других признаков.

На фиг.15 показана система многомерного бинарного декодирования по настоящему изобретению.

На фиг. 16А и 16В детально изображены схемы двух типов переключаемых инверторов.

На фиг.17 показана система передачи единичного сигнала.

На фиг. 18 представлена надежная двухканальная система с использованием инверторов на приемном устройстве.

На фиг. 19 представлена система хранения цифровой информации на основе принципов настоящего изобретения.

На фиг. 20 представлена бескановая телевизионная система с транспонированием частоты, применяющая фазовое кодирование.

На фиг.21 представлена экспериментальная испытательная установка.

Подробное описание.

Хорошо известно, что сумма синусоидальных колебаний равной амплитуды, и фиксированной разности фаз между каждым элементом равна

$$\sum_{j=0}^{n-1} e^{j(\omega t + n\Delta\phi)} = \frac{\sin(n\Delta\phi/2)}{\sin(\Delta\phi/2)} e^{j\omega t}$$

где $\Delta\phi$ - сдвиг фаз между элементами, которые можно визуализировать как векторы. Эта сумма может быть получена путем сложения входного сигнала передающего устройства с фазами входных сигналов сдвинутых на $\Delta\phi$ в сторону входного сигнала, как показано на фиг.3А и 3В. Предположим, что амплитуда входного сигнала $e^{j\omega t}$ складывается с амплитудой в каждой ветви схемы. На фиг. 3А элемент 1 является фильтром канала, дающим возможность принимать полосу частот и передавать ее на суммирующее устройство 2. На выходе этого блока суммирования появляется фаза сдвигаемая в устройстве 3, которое является устройством сдвига фазы, сдвиг фазы в котором зависит от частоты колебаний. На выходе устройства 3 установлена переключающая схема 4, которая включает или отключает схему по сигналу управления, в качестве которого может использоваться информационный или синхронизирующий разряд. С выхода переключающей схемы сигнал направляется обратно на суммирующее устройство 2 и складывается с входным сигналом по правилу сложения фаз, как показано на векторе фиг. 3В. Предполагается, что в контуре не происходит задержек сигнала.

Если разности фаз в ветвях цепи являются такими же функциями частот входного сигнала как и в передатчиках, то каждая из этих ветвей будет отвечать на входящие сигналы в соответствии с данной частотой. Таким образом, группа сигналов на входе в передающее устройство будет усилена устройством, изображенным на фиг. 3. В процессе этого суммирования сигналы на входе остаются практически неизменными. На фиг.4 представлена результирующая кривая для $n=60$. Как видно из этого чертежа, $n=60$ при $\Delta\phi = 0$, но при $\Delta\phi$ больше, чем π/n , эта величина приближается к 0. Таким образом, каналы такой группы со сдвигом фаз $2\pi/n$ относительно друг друга практически не мешают друг другу. Фазовый инвертор подключен к каждой независимой фазовой ветви для обеспечения контроля за усиленными сигналами в каждой ветви путем сдвига фазы на 180° под управлением информационного разряда. Когда это сделано, суммирующее устройство становится вычитающим устройством и

вычитает сигнал из этой ветви. На фиг. 5 показано устройство для передачи таких дифференциальных фазовых сигналов, управляемых разрядами.

Эта система состоит из передающего и принимающего участков, каждый из которых включает несколько ветвей. Фазорегуляторы 101, 101a, 101b,... 101n расположены в каждой из передающих ветвей. Каждый сдвиг фаз $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2, \dots, \Delta\phi_n$ меняется как функция частоты. Инверторы 103, 103a, 103b,... 103n также включены в состав этих ветвей. Их переключающие схемы отвечают на сигналы управления, поступающие от кодирующего устройства 100, которое генерирует различные последовательности импульсов цифрового управления в отдельные ветви цепи. Эти переключающие схемы могут инвертировать фазу сигнала ветви, как отмечено выше, или просто включить и отключить ветвь в соответствии с сигналом управления. Согласование фаз регулируется с помощью синхронизатора 102. Сигналы с выхода всех ветвей поступают на суммирующее устройство 200, которое также получает группу сигналов с фильтра 106. Эта группа сигналов $e_1 \cos \omega_1 t, e_2 \cos \omega_2 t, \dots, e_n \cos \omega_n t$, может формироваться из шума или в обратной ветви приемного устройства.

Фильтр 114 представляет полосу пропускания передающего канала. Группа частот, отобранных передающим устройством, поступает на суммирующее устройство 205, которое складывает эти входные сигналы с выходными сигналами ветви приемного устройства. Сигналы с выхода суммирующего устройства 205 поступают во все ветви. Фазорегуляторы 116, 116a, 116b,... 116n идентичны фазорегуляторам 101, 101a, 101b,... 101n и обеспечивают соответствующее смещение фаз для тех же частот соответствующей передающей ветви. Блоки 140, 140a,... 140n ограничивают наращивание амплитуды сигнала в ветви. Это обеспечивается открытием канала на периоды прохождения разрядов, контроль над которыми осуществляется только синхронизатором 102a. Разряды регистрируются амплитудными детекторами 130, 130a,... 130n, когда величина усиленного сигнала превышает допустимый порог. Работа синхронизаторов 102 и 102a должны быть согласованной. Для компенсации потерь при передаче сигнала между принимающим и передающим устройствами устанавливается усилитель 115.

На фиг. 6 показаны результаты обесточивания четырех ветвей и подавления одного канала. На графике показано, что подавленный канал может быть легко различим. Хотя график на фиг. 6 построен для $n=60$, результаты могут быть обобщены для любого числа n . На графике показаны точки $\Delta\phi$ $2\pi/n$, $4\pi/n$, разряд/ n и т.п., которые являются контрольными точками для определения наличия единичного или нулевого разряда. Значения разрядов для существующих разрядов показаны вверх графика. Очевидно, что все другие разряды не являются нулевыми в контрольной точке данного разряда. Это значит, что при кодировании данным способом нет взаимного влияния символов при любом числе n

множества параллельных разрядов.

Сигналы на входе усиливаются в n раз по амплитуде до тех пор, пока они подавляются инвертором. Кроме того, это усиление контролируется синхронизатором для того, чтобы оно происходило в полупериоде T периода разряда nT таким образом, чтобы обеспечить плавный рост этого усиления по амплитуде в течение периода разряда nT , как показано на фиг. 7. Это значит, что фильтр полосы пропускания шириной $1/nT$ пропустит выходные сигналы системы рециркуляции. В то же время, на входе приемного устройства в соответствии с фазовым кодом данной ветви сигналы, проходящие по данной ветви, усиливаются отдельно, таким образом принимающие ветви с идентичными кодами будут отвечать только на частоту соответствующей передающей ветви.

Один из способов обеспечения зависимости разности фаз $\Delta\phi$ от частоты состоит в применении резонансного контура в каждой ветви (канале), центральная частота которой определяет частоту, при которой сдвиг фазы в канале равен 0. Универсальная резонансная кривая, из справочника радиотехника, составленного Терманом (Terman, Radio Engineer's Handbook, (McGraw Hill 1943) стр. 137, которая приведена на фиг. 8, показывает, что сдвиг фазы вне резонанса в последовательно включенном резонансном контуре линейно зависит от вне резонансной частоты Δf в диапазоне $\pm 45^\circ$, в то время как изменение амплитуды составляет менее 3дБ. Как показано на фиг. 3, для уменьшения амплитуды до нуля при $n=60$ достаточно сдвинуть фазу только на 6° (0,1 радиан). Разность вне резонансной частоты находится по следующему выражению:

$$\Delta\phi = (a/Q)f_0$$

где f_0 - резонансная частота;

Q - Q резонансного контура;

a - относительный коэффициент расстройки.

При сдвиге фазы на 6° $a=0,05$ так, что при $Q=50$ относительная расстройка будет равна 0,05/50 или $1/1000$ частоты f_0 . Если $1/nT$ является шириной полосы пропускания канала, тогда Δf должна равняться $1/n^2 T$, так как имеется n разностей фаз $\Delta\phi$ в полосе пропускания $1/nT$. Например, если $1/nT=500$ кГц, тогда $\Delta f=500$ кГц/ n . При $n=60$, $\Delta f=500$ кГц/60=8,33 кГц. При $a=0,05$ и $f_0=500$ кГц, этот период может быть получен путем использования Q , равного $a(f_0/\Delta f)=(0,05(500000/8333))=0,05 \cdot 60=3$. Таким образом очень низкий Q контур может быть использован для отделения 60-ти частот в полосе пропускания передающего устройства, равной 500 кГц, увеличивая таким образом передачу данных в 60 раз.

Из вышесказанного мы нашли, что

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{\Delta f}{f}$$

Изменение частоты для перемещения ширины одного разряда может быть найдено из системы уравнений:

$$\Delta\phi = 2\pi \frac{\pi}{n}$$

Тогда

$$\Delta f = \frac{\pi}{n} \frac{f_0}{Q},$$

но

$$\Delta f = \frac{B}{n},$$

где B - ширина канала.

Тогда

$$Q = \frac{\pi f_0}{B}$$

и не зависит от n.

Для всех каналов устанавливается единая катушка индуктивности и отдельные емкости, что позволяет применить практику интегрального изготовления контуров, см. фиг. 9. На фиг. 9 подробно изображены контуры только ветвей схемы передающего блока и заменяются прямоугольниками Δf на фиг.5 и приемного блока на фиг.5 и 9. Общая катушка индуктивности L, позиция 10 и емкости C₁ C₂, ...C_n, позиции 11, 11a... 11n, составляют отдельный резонансный контур в каждой ветви. Емкости C₁, C₂, ...C_n, позиции 11, 11a...11n, обеспечивают сдвиг фаз $\Delta\phi_1$, $\Delta\phi_2$... $\Delta\phi_n$ в каждой ветви отдельно. Сигналы на входе системы ветвей передающего устройства появляются из канала полосы ограниченного приема передающего блока, как показано на фиг.5. Эти входные сигналы обрабатываются отдельно каждой ветвью, что вызвано разными сдвигами фаз обеспеченными разными частотами. Выходные сигналы со сдвигом фаз выделяются на резисторах 12, 12a...12n в каждом резонансном контуре. Эти ветви приемного устройства работают таким же образом на входах общего канала 112 и обеспечивают выходные сигналы на детекторах ветвей 130, 130a...134n в соответствии с индивидуальными сдвигами фаз 116, 116a...116n. Итоговые выходные сигналы, полученные детектором, подобны сигналам, изображенным на фиг.6, где каждый выходной сигнал соответствует определенному сдвигу фаз канала, если на входе устройства появляется входная частота. Для предупреждения чрезмерного роста амплитуд сигналов в ветвях, когда система работает в режиме контура, предусмотрены ограничители 140, 140a...140n.

В другом способе приема имеется преимущество, которое состоит в том, что обеспечивается дискриминация нежелательных сигналов на входе в приемное устройство, таких как шумы и сигналы установившегося периода, которые остаются на фиксированном уровне в течение прохождения разряда. Следует напомнить, что амплитуда сигналов единичного разряда, полученных от передающего устройства, возрастает в процессе прохождения разряда по контуру. Амплитуда шумовых сигналов N(t) не возрастает. При замене суммирующего устройства 205 на фиг. 9 на вычитающее устройство, шумовые сигналы будут вычитаться после каждой из n итераций, в то время как сигналы передающего устройства формируют установившиеся сигналы, равные разности амплитуд в начале и конце периода итерации, когда отсылается единичный разряд. Детекторы 130, 130a...130n регистрируют этот выходной сигнал при превышении им порогового значения, в то

время как шумовые сигналы не регистрируются. Эта функция может быть усилена при обеспечении детекторов 130, 130a...130n способностью интегрировать или складывать сигналы путем применения послерегистрационной интеграции и дискретизации в конце прохождения разряда. Преимущество этого способа состоит в том, что мощность передающего устройства может быть значительно снижена благодаря более высокому коэффициенту сжатия информации.

Передающее устройство может быть подключено к приемному устройству через канал обратной связи, как показано на фиг.9, с использованием способов, описанных в патенте США 5029210 "Коллективные системы связи". Это применяется для усиления сигналов, отобранных передающим устройством, и полезно для обеспечения помехозащищенности, синхронизации приемного и передающего устройства и для целей обеспечения безопасности.

Описанный способ отбора сигналов схож с ортогональными способами тем, что в нем применяется суммирование, которое равноценно интегрированию ортогональных процессов и результат получается в конце процесса в определенное время. Для ортогональных процессов необходимо умножение форм сигналов и регистрация фазы сигнала. В процессе суммирования не применяется процесс умножения, а только сложение формы сигналов и используется регистрация энергии (амплитуды). Процесс суммирования усиливает необходимый входной сигнал, в то время как в других способах это не делается. Эти особенности дают возможность способу суммирования снизить частотный период между каналами по сравнению с другими способами и обеспечивают повышенную пропускную способность.

Управляемый сверхрезонанс - это термин, который можно использовать для описания настоящего изобретения и который имеет следующие признаки, которые дают возможность системе обеспечить более высокую пропускную способность канала связи. В соответствии с формулой

$$\Delta f = \frac{\pi f_0}{nQ},$$

которая была выведена ранее, ширина требуемого частотного канала уменьшается пропорционально Q применяемого резонансного контура, также как и кратность рециркуляции (прохождения сигнала по контуру). Эта кратность определяется конечным временным интервалом, контролируемым шириной информационного разряда, которая управляет определенным каналом. Также предполагается, что этот процесс начинается и заканчивается с каждым периодом разряда. Чем длиннее этот период, тем уже аналоговый частотный канал, требуемый для одного бита.

Этот способ отличается от предыдущего способа передачи информации тем, что в нем не применяется никакой способ умножения модуляций, как например AM, FM, PM. Шумовые сигналы усиливаются однозначным способом выборочного усиления и накопления частоты.

Рециркуляция включает задержку времени прохождения сигнала по контуру, который

вводит ограничение на кратность рециркуляции, возможной в пределах периода разряда. Отсюда следует, что в предпочтительном варианте изобретения следует использовать локальную обратную связь для рециркуляции, которая обеспечивает очень короткое время прохождения множеств сигналов наносекундного диапазона. Локальная обратная связь обеспечивается как на участке передачи, так и приема сигналов.

На фиг.9А изображено сверхрезонансное передающее устройство. Оно включает две ступени усиления U1 и U2 и аналоговый переключатель, сигналы малой амплитуды могут поступать на емкость 1100. Однако в предпочтительном способе по настоящему изобретению должны использоваться внутренние шумы входного усилителя 1105, которые усиливаются рециркуляционным контуром. Следует напомнить, что сигнал шума состоит из сигналов равной амплитуды в широком диапазоне частот. Только составляющие частоты, соответствующие центральной частоте резонансного контура 1108, 1109, будут смещены по фазе на 0° и получают максимальное усиление, и эти частоты получают максимальное усиление в конце периода разряда и таким образом будут отсортированы. Сопротивления 1101 и 1102 работают вместе с сопротивлением 1104 и усилителем 1105, как усилитель контролируемый обратной связью, и суммируют сигналы, полученные через разделительные емкости 1100 и 1103. Сигнал с выхода этого усилителя поступает на вторую ступень усиления 1110 через емкость связи 1106. Усиление на этой ступени контролируется резонансным контуром 1108 и 1109, который включен параллельно усилителю 1110 и последовательно с разделительной емкостью 1111. Резонансный контур вместе с сопротивлением 1107 обеспечивает зависимость коэффициента обратной связи операционного усилителя от частоты. Резонансная частота резонансного контура обеспечивает наибольшее сопротивление и наибольший коэффициент усиления ступени при наименьшем сдвиге фаз по контуру передающего блока. Сигнал с выхода этой ступени поступает на вход переключающей схемы 1113 через емкость связи 1112. В качестве переключающей схемы 1113 может использоваться интегральная схема 4066, которая всегда имеется в наличии.

Переключающая схема 1113 контролируется потоком информационных разрядов. При передаче единичного разряда на схему 4066 подается управляющее напряжение, которое соединяет выход емкости 1112 со схемой делительного устройства 1114 и 1115, которое понижает напряжение на соединении 1114 и 1115. Это напряжение понижается для снижения перекрестных помех управляющего напряжения в канале. Это напряжение используется как выходное на передающей линии, а также как напряжение обратной связи на емкости 1102, которая питает сопротивление 1103, на входах в суммирующий усилитель 1105. На этом система обратной связи контура, которая обеспечивает непрерывное итеративное сложение сигналов в течение прохождения

сигнала управляющего разряда, завершается.

В случае, если информационный разряд равен "0", управляющий разряд соединяет выход емкости 1112 на землю, и отсекает канал обратной связи для предотвращения наращивания амплитуды сигналов, и обеспечивает нулевое напряжение на выходе на время прохождения нулевого разряда. В способе передачи по предпочтительному варианту изобретения коэффициент усиления контура регулируется таким образом, чтобы обеспечить достаточное наращивание амплитуды сигнала, возникающего от внутреннего шума, в течение прохождения разряда.

В режиме приема (фиг.9В) входной сигнал поступает на вход емкости 1100 и коэффициент усиления контура уменьшается для обеспечения более высокой амплитуды сигнала, чем амплитуда внутреннего шума. Продолжительность управляющего сигнала, поступившего на схему переключения 4066, соответствующая положению "включено", равна продолжительности единичного разряда, а продолжительность управляющего сигнала, соответствующая положению "выключено", равна продолжительности одного разряда. Этот способ применяется для предотвращения наращивания амплитуды сигнала сверх допустимого предела при его большой длительности. При этом способе применяются два приемных блока, настроенных на одну резонансную частоту, используемую в каждом канале. Управляющий сигнал для периода "включено" во втором приемнике появляется в то время, когда первый приемник находится в выключенном состоянии и наоборот (фиг.9В).

В другом способе управляющий сигнал автоматически переключается после появления заданного числа единичных разрядов, и протокол управления приемником изменяется и остается в положении "включено" в течение того же заданного числа единичных разрядов и автоматически выключается во время периода отключения произвольной длины, но отвечает как единичный разряд. Этот способ позволяет использовать только одно приемное устройство.

На фиг. 9C и 9D показано экономичное применение системы. В этой системе используется общая катушка индуктивности, которая работает с целым рядом резонансных каналов. Желательно, чтобы число этих катушек индуктивности было минимальным, так как они являются наиболее дорогостоящими элементами резонансной цепи.

На фиг. 9C показано передающее устройство. Общий операционный усилитель 315 применяется как суммирующий усилитель для всех сигналов обратной связи, поступающих со всех каналов. Сигналы обратной связи поступают на вход суммирующего усилителя через емкости связи с 310-1 по 310-n и на вход сопротивлений с 311-1 по 311-m. Величина сопротивления 314 определяет коэффициент усиления этого операционного усилителя, в качестве которого может применяться интегральная схема 741 на определенную полосу частот. Суммирующий усилитель 315 передает сигнал на общую катушку индуктивности 317 через емкость связи 316.

Эта катушка индуктивности передает сигнал во все n каналов. Емкости с 318-1 по 318- n являются резонансными на разных частотах с катушкой индуктивности 317 для всех каналов и обеспечивают входной импеданс (вместе с емкостью 317) для операционных усилителей с 320-1 по 320- n . Величина сопротивлений с 319-1 по 319- n определяет коэффициент усиления соответствующих усилителей вместе с последовательно включенными резонансными контурами 317 и с 318-1 по 318- n . С каждого операционного усилителя через емкости с 322-1 по 322- n и делители напряжения с 324-1 по 324- n сигнал поступает на переключающие схемы с 323-1 по 323- n .

Эти переключающие схемы с 323-1 по 323- n независимо управляются путем подачи напряжений информационного разряда, которые дают возможность обеспечить обратную связь с данным каналом, если подается единичный разряд, и соединяют на землю, если это нулевой разряд. Ввиду наличия сверхрезонанса сигналы внутренних шумов усиливаются по мере многократного прохождения сигналов по контуру. Обратная связь осуществляется, если переключающая схема 323- x , например, включена на вход суммирующего усилителя 315. Нарастивание амплитуды сигнала происходит только в тех каналах, в которых единичный разряд дал возможность этим каналам обеспечить обратную связь по резонансному контуру этих каналов. Между каналами нет никаких взаимодействий.

Таким же образом приемное устройство может использовать единую катушку индуктивности для обслуживания целого ряда каналов, при этом каждый имеет свою частотно-задающую емкость. Это показано на фиг.9D. Предусмотрено, что отдельные приемные устройства будут работать в разных периодах разряда. Выше объяснялось, что для предотвращения обработки приемником сигналов от нарастающей избыточной амплитуды в процессе прохождения последовательностей единичных разрядов приемному устройству требуется определенное время. Предусмотрен прием сигналов от передающей линии через емкость 352, которая подает сигналы на вход суммирующего операционного усилителя 355 путем подачи напряжения на сопротивление 353. Коэффициент усиления схемы 355 контролируется сопротивлениями 353 и 354.

Все сигналы обратной связи всех каналов также через емкости связи с 350-1 по 350- n и 350а-1 по 350а- n подаются на вход усилителя 355. Через эти емкости сигнал поступает на сопротивления с 351-1 по 351- n и 351а-1 по 351а- n . С выхода усилителя 355 сигнал подается на катушку индуктивности 357.

Последовательно включенная катушка индуктивности 357 резонирует с каждой из емкостей с 358-1 по 358- n и с 328а-1 по 358а- n , установленных на входе в каждый канал (ветвь), при этом данные емкости задают резонансную частоту ветвей. Усилители с 360-1 по 360- n и 360а-1 по 360а- n принимают сигналы от соответствующих емкостей и выборочно передают сначала сигналы на частоте, соответствующей резонансной частоте конкретного канала. Работа каждого конкретного канала контролируется

переключающими схемами 362- x или 362а- x . Переключающие схемы с 362-1 по 362- i и с 362а-1 по 362а- n управляются синхронизирующими сигналами, поступающими со скоростью передачи разрядов; те сигналы T1, что контролируют переключающие схемы с 362-1 по 362- n , находятся не в фазе с сигналом T2, так как емкости связи с 362а-1 по 362а- n , с 361-1 по 361- n и с 361 а-1 по 361а- n включены на вход соответствующих переключающих схем через делители напряжений с 363-1 по 363- n и с 363а-1 по 363а- n . Эти делители напряжений установлены для снижения перекрестных помех синхронизирующих управляющих сигналов с каналами в каналах прохождения сигналов.

С выхода делителя напряжений сигнал обратной связи поступает на суммирующий усилитель так, чтобы обеспечить интерактивное наращивание амплитуды сигналов, которые согласовывают резонансную частоту данного канала.

Этот выходной сигнал с делителя напряжений используется также для регистрации наличия сигнала и через емкости 365 передается на детектор 365 и пороговые устройства 366 для регистрации разрядов, при поступлении сигналов определенного резонанса.

Настоящее изобретение включает систему коллективной связи, которая обеспечивает передачу любого активного единичного разряда, предназначенного для передачи на другое устройство, снабженное декодером для каждого пикселя. Передача кодов с различных пикселей на геометрически соответствующие пиксели приемной схемы производится одновременно и при этом реагируют только определенные пиксели. Эта система передачи использует определенные элементы коллективной системы связи по патенту США 5029210.

Таким образом, для n -ого элемента изображения скорость канала передачи данных равна g , а не m , где g - это требуемая скорость смены кадров. Таким образом, если $g = 30$ кадров в секунду, обычная скорость передачи составляет $30 \cdot 1000000 = 30000000$ импульсов в секунду (один импульс на позицию пикселя), в то время как по новому способу скорость передающего канала составит 30 импульсов в секунду (один импульс на кадр), при условии, что полные возможности настоящего изобретения полностью реализованы. В настоящем изобретении мощность передачи возрастает только линейно в зависимости от числа пикселей (разрядов) и по экспоненте в случае использования предыдущего способа параллельной передачи. Могут вводиться ограничения на степень сжатия, которая определяется величиной применяемых емкостей, которые используются в системе (фиг.9А и 9В). На фиг.4 и 6 показаны результаты использования настоящего изобретения, когда была получена значительная скорость одновременной передачи данных. Очевидно, что этот способ эффективен при коэффициенте сжатия менее предельного за счет увеличенной полосы пропускания, т.е. система эффективна даже тогда, когда ширина полосы пропускания не сжимается до 60 Гц.

Каждый пиксель, который использует

общий канал передачи с другими пикселями, подключается к системе связи, показанной на фиг.10, которая снабжена новыми устройствами передачи и приема данных. Эти устройства содержат устройства кодирования и модуляции каждого пикселя, которые называются переключающими инверторами. Передача амплитуды зависит от состояния инверторов передающей схемы. Это устройство дает возможность обеспечить соответствие принимаемых пикселей. Если эти n кодов протяженностью n передавались бы одновременно, ширина пропускания общего канала была бы $n \cdot (1/t)$, где t - это время смены информации в кадре, что не обеспечивает сохранение ширины полосы пропускания. Однако более важно то, что настоящее изобретение обеспечивает способ уменьшения требуемой ширины полосы пропускания до $1/t$.

Каждая позиция разряда (пикселя) передающего устройства связана с соответствующей позицией разряда принимающего устройства через общую пару передающих каналов, дающих возможность передавать амплитуду сигнала с точки передачи на позицию приема и с точки приема на позицию передачи.

Наращивание амплитуды сигнала прекращается, когда коды не совпадают. Позиции отдельных разрядов приемного устройства независимо друг от друга определяют наличие соответствующего кода соответствующей позиции разряда на передающем устройстве. (Как отмечалось ранее, позиции разрядов связаны с освещенными точками кадра телевизионной камеры, а в приемном устройстве с отдельными светопередающими точками телевизионного экрана. В общем однако, эти позиции разряда могут быть цифровыми позициями, хранимыми в сдвиговых регистрах или других доступных позициях хранения разрядов). Амплитуда сигнала не нарастает в достаточной степени, если коды передачи и приема не согласуются между собой таким образом, чтобы позиции передающего устройства соответствовали позициям разрядов принимающего устройства.

Амплитуда сигнала в звене передачи данных общего канала, перетекающего с передающего устройства на приемное и с приемного на передающее, возрастает с ростом числа пикселей, находящихся под напряжением (или позиций разрядов регистрирующих единичные разряды), но ширина полосы пропускания остается без изменений и контролируется фильтром узкой полосы частот.

Единичный разряд не регистрируется позицией приемного разряда, если соответствующая позиция передающего разряда не передает разряд в активном режиме. Другие передающие разряды обеспечивают наличие напряжения в общем передающем звене, но не подают напряжение на неактивные позиции пикселей, так как коды ветвей цепи работают так, как описано выше. Таким образом, помехи на позициях разрядов исключаются.

Хотя система передачи по настоящему изобретению может работать в режиме полудуплексной связи, использование обратного канала, изображенного на фиг.9 и 10, значительно улучшает

помехоустойчивость системы. Графики на фиг.4 и 6 были получены для постоянной полосы частот входных сигналов, такой как полоса частот, ограниченная шумом. Однако обратная связь регенеративного контура, по патенту США 5029210, приводит к спектру выходных сигналов, см. фиг. 6, для изменения спектра линии передачи. Этому эффекту способствуют ограничители каждой ветви приемного устройства и коэффициент усиления контура, превышающий единицу. Этот способ приводит к росту самых напряженных сигналов и налагает запрет на более слабые сигналы, формируемые схемами рециркуляции. Это подавляет шум по отношению к сигналам, что значительно уменьшает требуемую мощность на передачу данных и частоту появления ошибок, а также сужает межразрядный период, что увеличивает сжатие полосы пропускания.

Поэтому считается, что при использовании настоящего изобретения можно одновременно передавать большие объемы информации по узкой полосе пропускания, ширина которой задается только скоростью смены всего массива передаваемых разрядов. В случае телевидения или видео эта скорость определяется в основном зрительным восприятием. Эта скорость также может задаваться перемещениями внутри кадра. При передаче только изменений в позициях отдельных разрядов значительно уменьшается число одновременно передаваемых разрядов. Этот эффект можно использовать для уменьшения скорости передачи данных и ширины полосы пропускания.

Уменьшение ширины полосы пропускания до уровня шумов приводит к пропорциональному и существенному снижению энергозатрат на передачу данных.

Возвратимся к фиг.10, где изображено устройство (5) передачи материала кадра (7) по настоящему изобретению. Устройство приема (6) используется для преобразования передаваемой информации в форму, приемлемую для экрана приемного устройства. Кадр 7 может состоять из отдельных пикселей, расположенных в строках и столбцах. Эти пиксели чувствительны к свету и могут быть чувствительными к цветам спектра. Каждый пиксель

отдельно передается на передающее устройство через линии связи с 10 по 1N и с 20 по 2N. Каждый пиксель может иметь оптический контакт с передающим устройством 5 с помощью двух соединений; таким образом каждый пиксель может подключаться через линии с 10 по 2N, что будет продемонстрировано более подробно дальше. Использование двух подключений на каждый пиксель может обеспечить лучшую сохранность числа отдельных кодов, что должно быть использовано в передающей системе. Подключения с 10 по 2N отдельно связаны с генераторами разрядов передающего устройства, см. позиции 100 и 107 на фиг.11. Передающее устройство подключено к приемному устройству через линию связи 112. Предусмотрена также обратная линия 113. Для работы этих линий необходима очень узкая полоса частот. Приемное устройство связано с экраном через приемники разрядов (119 и 123 на

фиг.11). Экран состоит из отдельных точек свечения. Значения освещенности отдельных пикселей задаются приемником разрядов. И опять каждый пиксель может иметь индивидуальное подключение через линии с 30 по 4N, но преимущество настоящего изобретения состоит в применении двух подключений на каждый пиксель, одно подключение в строке и одно в столбце. Подключения в строке обозначены с 30 по 3N, а в столбце - с 40 по 4N. Таким образом, освещенность каждого конкретного пикселя задается названными линиями 30 и 40, соответствующими передающим линиям 10 и 20. Освещенность каждого пикселя контролируется с помощью логической схемы И, которая производит логическое сложение выходных сигналов линий 30 и 40.

Для объяснения работы системы передачи данных, с точки зрения передачи изображения кадра 7 на экран приемного устройства 8, воспользуемся фиг. 8, на которой подробно представлена схема передающей системы. Каждый пиксель передающего блока подключен к генератору разрядов (1006 на фиг.11). Таким образом, эта система предназначена для передачи цифровой информации или информации в бинарной форме. Если форма пикселей не цифровая, то требуется преобразование значений этих пикселей в бинарную форму. Одним из способов является передача шкалы яркости в виде разрядных матриц. Разрядные матрицы представляют собой объекты передачи, содержащие разряды общего значения или уровня значимости. Таким образом, для шкалы яркости требуется 4 разряда, которые могут передаваться отдельно и последовательно, один разряд за один раз. Это приводит к увеличению ширины полосы пропускания в 4 раза или, например, с 30 до 120 Гц.

Генератор разрядов 100 передает разряды, когда они поступают на блок XOR (исключающее ИЛИ) 109а. Сигнал с синхронизатора 201 смешивается с этим сигналом в блоке XOR 109а и выходной сигнал контролирует работу переключаемого инвертора 103. Инвертор 103 должен обеспечить инверсию фазы (сдвиг на 180°) при его переключении с одного положения на другое. Инвертор 103 имеет только два рабочих положения. Эта инверсия обеспечивается подключением или отключением одной ступени усиления, как описано в патенте США 5029210.

Переключаемый инвертор 103 работает в контуре, в состав которого входит собственно инвертор 103, кодирующее устройство 101, устройство уплотнения каналов 203, суммирующее устройство 200 и разветвитель 204. Кодирующее устройство 101 состоит из последовательно включенной резонансной схемы, которая обеспечивает пошаговый сдвиг фаз для каждого из n периодов каждого периода разрядов. Синхронизатор 201 контролирует переключаемый инвертор 103, который контролирует контур таким образом, что для каждого из периода разряда обеспечивается n-кратное прохождение контура. При этом число n зависит от коэффициента сжатия, который может принимать значения до 1000000, если все пиксели отсылаются одновременно и ширина полосы пропускания минимальна.

Другой пиксель возбуждает генератор разрядов 107, когда этот пиксель достаточно освещен или активирован. Работает этот канал таким же образом, как и каналы, подключенные к генератору разрядов 100, однако кодирующее устройство 108 имеет другое приращение сдвига фаз, чем устройство 101, и соответствует коду для декодера 117. Снова сигнал на выходе включенного генератора разрядов смешивается с сигналом на выходе синхронизатора 202 в блоке XOR 109а, который контролирует переключаемый инвертор 110, который является частью контура, в состав которого входит кодирующее устройство 108, переключаемый инвертор 110, устройство уплотнения каналов 203, суммирующее устройство 200 и разветвитель 204. Следует иметь в виду, что устройства уплотнения каналов, суммирующие устройства и разветвители являются линейными операторами.

Сигнал с выхода устройства уплотнения каналов 203 поступает на прямую передающую линию 112, которая передает сумму сигналов из всех ветвей передающего устройства (показаны только две из них). Устройство уплотнения каналов передает сигналы в цепь обратной связи, идущей на суммирующее устройство 200, которое обеспечивает пошаговый режим работы передающего устройство, как это описано выше (фиг.3В). Фильтр 114 обеспечивает узкую полосу пропускания канала, через который должны проходить все сигналы с передающего устройства. Декодер 116 приемного устройства 4 имеет то же приращение сдвига фаз, что и кодирующее устройство 101, а приращение сдвига фаз декодера 117 соответствует приращению сдвига фаз кодирующего устройства 108. Эти различные приращения сдвига фаз задают коды ветвей, которые используются для отделения передаваемых разрядов передающего устройства при временной неопределенности выборки в конце периода nT. Эта регистрация проходит, например, в приемнике разрядов 119 и 123. Декодер 116, устройство уплотнения каналов 206, суммирующее устройство 205 и разветвитель 208 образуют контур, который сочетается только с кодирующим устройством 101, а контур, в состав которого входит декодер 117, сочетается только с кодирующим устройством 108. Этот контур работает таким же образом, что и передающие контуры и как показано на фиг.5.

Выход устройства уплотнения каналов 206 приемного устройства подключен обратно на вход передающего устройства через линию связи 113 для усиления сигналов в блоке 124 и является входом передающего устройства. Это преимущество рассматривалось выше. Другими словами, система может работать в режиме полудуплексной связи по шумам ограниченного диапазона со входа передающего устройства, или по синтезированным незатухающим сигналам.

Это значит, что при работе любых пикселей, два из которых показаны на фиг. 11, используется общая передающая цепь и требуется точно такая же узкая полоса пропускания, которая вначале задавалась режимом изменения кадра (или множества разрядов). Следует отметить, что если

посылать только изменения пикселей, которые могут изменить скорее частоту, чем инерцию зрения, то возможно еще больше сузить полосу пропускания передающей линии 112 и 113. Это требует изменения генератора разрядов для обеспечения изменения пропускной способности. Изменение приемника разрядов необходимо для того, чтобы изменить значение пикселя при получении изменений.

Фиг.12 поможет объяснить работу системы передачи данных, изображенной на фиг.11. В столбце 1 фиг. 12 показано значение передаваемого разряда, которое равно либо "1" либо "0", в столбце 2 показано произвольно выбранное число позиций пикселей, в столбце 3 показан код передачи, в столбце 4 показана форма волны передаваемого разряда, в столбце 5 показано итоговое состояние переключаемого инвертора передающего устройства, которое определяется как инвертируемое "1" или неинвертируемое "0". В инвертируемом состоянии показана блокировка (нет передачи), в неинвертируемом состоянии нет блокировки (идет передача). В столбце 6 показана форма передаваемой волны в передающей линии 112 (фиг.11). В столбце 7 показана форма волны, принимаемая детектором соответствующей ветви приемного устройства. В столбце 8 показан прием волны разряда ("1"), или отсутствие приема ("0"). Отсутствие приема изображено в виде линии, показывающей нулевой ток. Следует отметить, что в действительности разряд принимается после того, как амплитуда принимаемого сигнала достигнет порогового значения. Наконец, в столбце 9 показано состояние линии обратной связи передающего устройства 113 (фиг.11).

В первой строке представлена передача сигнала с пикселя 1. В этом случае пиксель 1 имеет код передачи для дифференциального сдвига фазы $\Delta\phi_1$, чувствительной к входной частоте f_1 , как показано в столбце 3. В столбце 3 показан передаваемый информационный разряд ("1"), наличие которого приводит к переводу переключаемого инвертора передающего устройства (103, фиг.11) в неинвертированное состояние (нулевой сдвиг фазы). Позиция соответствующего пикселя приемного устройства (фиг. 11) имеет соответствующий код декодера 116, как показано в столбце 7, а в приемник разрядов 119 поступает сообщение в виде единичного разряда, как показано в столбце 6.

Код пикселя 2 для дифференциального сдвига фаз $\Delta\phi_2$ отличается от кода пикселя 1, и он чувствителен к входной частоте f_2 . Как показано в столбце 2, единичный разряд передается путем установки переключаемого инвертора 110 в положение 0° и вместе с кодом столбца 3 он создает передаваемую кодовую комбинацию в столбце 6. Это приводит к приемной комбинации столбца 7, что вызывает появление единичного разряда в пикселе 2, как показано в столбце 8. В столбце 6 показана амплитуда сигнала линии передачи. Если активны оба пикселя 1 и 2, то амплитуда сигнала в линии передачи возрастает до суммы амплитуд.

В строках 3 и 4 показано, что с пикселей 1 и 2 передаются нулевые разряды. При этом

используются те же коды передачи, что и раньше (столбец 3). Разряды, передаваемые по обоим ветвям передачи пикселей, поступают на переключаемый инвертор и вызывают инверсию фазы (фаза сдвигается на 180°), что приводит к отмене сигналов в передающем контуре. Это приводит к отсутствию амплитуды сигнала в линии передачи (столбец 6) и к тому, что на вход приемного устройства поступает нулевой разряд, как показано в столбцах 7 и 8.

В строках 5 и 6 представлен случай, когда от пикселей передаются различные разряды. Каждый из пикселей приемного устройства принимает свое значение пикселя, но амплитуда сигнала в линии передачи может возрасти только до значения, передаваемого с одного активного пикселя. Следует отметить, что принимаемый уровень разряда для пикселя 1 равен нулю, что соответствует передаваемому уровню несмотря на наличие амплитуды сигнала в линии передачи. Это является результатом действия декодера 106 приемного устройства, который не чувствителен к частоте f_2 , а частота и f_1 не передается из-за инверсии фазы в инверторе 103 (столбец 5). В конце периода разряда этот уровень принимаемого разряда равен нулю.

В строках с 7 по 10 показано действие группы пикселей, в этом случае передаются три единичных разряда и один нулевой. Этот случай представлен также на фиг.6. Этот случай очень важен, так как в нем показано, что нулевой разряд будет принят несмотря на большое число единичных разрядов. Коды каждого пикселя отличаются по сдвигу фаз $\Delta\phi_i$, которые чувствительны только к конкретным входным частотам f_i и в случае появления нулевого разряда на них накладывается запрет путем инверсии фаз (столбец 5 строка 8). Частота сигналов единичного разряда претерпевает небольшие изменения, амплитуда плавно возрастает за время периода разряда и декодируется в соответствующей ветви передачи пикселя приемного устройства (столбец 7), чтобы доставить единичный бит без воздействия на нулевой. Ток в передающей цепи представлен как сумма активных разрядов.

Для уменьшения требуемой ширины полосы пропускания системы передачи цифровой информации может применяться такая же система передачи данных, что и система в бесскановой телевизионной системе. В этом случае, как показано на фиг.13, телевизионная система заменяется передающими буферами 51 и 52. Буфер 51 принимает цифровую информацию по линии последовательной передачи данных 50, а буфер 52 передает информацию на линию последовательной передачи данных 53. Параллельно буфер 51 посылает информацию в передающее устройство 1. Разряды информации, передаваемой параллельно, соответствуют тем же пикселям, описанным выше, которые поступают на генераторы разрядов, установленные на входе переключаемых инверторов. По общим каналам 112 и 113 передаются n параллельных разрядов на приемное устройство 2, которое каждые t секунд передает их дальше на позиции параллельных разрядов буфера 52.

Для считывания информации в буфере используется локальный синхронизатор. В буферах находится область промежуточного хранения данных, что позволяет принимать новые данные, в то время как продолжается прием данных предыдущего периода продолжительностью t секунд.

Такая процедура дает возможность обеспечить скорость передачи разрядов в линиях передачи 50 и 53 равную $1/n$, что соответствует скорости передачи данных в линиях передачи 112, 113, где n - это число параллельных позиций разрядов в буферах. Таким образом, если скорость передачи данных обычной линии составляет 100000 разрядов, а n равно 100, то эффективная скорость передачи разрядов по линиям передачи 112, 113 составит 1000 разрядов в секунду. Таким образом, голосовые данные в цифровой форме могут легко передаваться по каналам голосовых частот узкой полосы пропускания. Т-1 канал, работающий на скорости 1544 мегабит в секунду может также работать с использованием линии передачи узкой полосы частот голоса, если $n=1500$.

Буферы с накоплением данных, как показано на фиг.13 для передачи цифровых данных, могут использоваться для передачи как звуковой, так и видеоинформации. Если для видео требуется $C=2000$ кодов, при $b=2$, то для передачи звука могут быть введены дополнительные коды. Если видеоинформация сопровождается оцифрованной звуковой информацией, передаваемой со скоростью 100000 разрядов в секунду, и скорость передачи изображения составляет 100 кадров в секунду, то при использовании $C=2(1000)^{1/2}=66$ кодов, дополнительно к 2000 кодам для видеоинформации, одновременно в кадре можно передавать 1000 разрядов звуковой информации.

К линиям передачи 112 и 113 предъявляется немного требований. Передача данных по общему каналу может осуществляться на любой подходящей частоте путем смешивания с сигналами на передаче и обратного преобразования по приеме. Работа как с линией 112, так и 113, осуществляется в одинаковом режиме. Смешанные сигналы могут использоваться для выборочной адресации.

Эта система может также работать непосредственно с ретрансляционным колебательным контуром и обеспечивать автоматическую ориентацию, как сказано в патенте США 5757335, а также повышенную пропускную способность.

Пиксель - это постоянный элемент изображения. Он занимает определенный участок в матрице, которая формирует кадр или изображение. На этом участке может появляться разная информация в виде шкалы яркости (яркости), цветового тона и растрового фона. Для передачи этой информации требуется переменное число разрядов, при этом общее число разрядов должно быть кратно числу позиций пикселей.

Допустим, что если пиксель включает множество разрядов, то этот пиксель может быть замещен множеством элементарных пикселей, каждый из которых содержит один разряд. В этом случае работа системы передачи сжатой информации сводится к передаче только множества чисел

параллельных разрядов и к более высокому сжатию данной полосы пропускания. Например, если пиксель содержит 12 разрядов информации для передачи освещенности, цветового тона и текста, а общее число пикселей равно $500 \cdot 500$ или 250000, то для полного описания кадра потребуется $12 \cdot 250000 = 3000000$ разрядов каждые $1/30$ секунды. В секунду потребуется передавать 90000 разрядов. Система сжатия информации по настоящему изобретению каждые $1/30$ секунды обеспечивает сжатие 3000000 элементарных пикселей до пропускной способности одного канала. Приемное устройство снабжено блоком логики для окончательного восстановления яркости, цветового тона и растрового фона пикселя и коррекции позиции пикселя по этим элементарным пикселям (разрядам).

Должно быть ясно, что если число кодов равно числу пикселей (или передаваемым параллельным разрядам), линия передачи будет передавать каждый пиксель в отдельности, так как имеется n независимых контролируемых каналов. Число кодов данного кадра, состоящего из n пикселей (или память из n разрядов) уменьшается при использовании множественных кодов на один пиксель, но за счет возможных ошибок при обработке данных, вводимых источником данных.

В обоих случаях мы обозначаем позицию каждого пикселя с помощью двух кодов C_x и C_y , которые соответствуют координатам x и y , тогда число каждого из кодов C_x и C_y должно быть \sqrt{n} для квадратного

изображения, так что для $n = 10^6$ должно быть $1000 C_x$ кодов и $1000 C_y$ кодов.

Каждый принимаемый пиксель должен иметь логический оператор И как показано на фиг.14. Схема И должна принимать x 30, 31 и y 40, 41 код; например C_{x1} и C_{y1} . Однако существует возможность формирования в приемном устройстве ложных пикселей, если два из них передаются одновременно.

На фиг.14А показана одновременная передача пикселей I_i и I_j . Тогда коды для I_i будут $C_{xn}C_{y1}$, а для I_j - $C_{x1}C_{yn}$. Часть из этих кодов, например, C_{xn} и C_{y1} могут активировать пиксель 1, так как этот пиксель снабжен схемой И.

Такие ложные отклики получаются при сложении однозначного идентификационного кода I_n для каждого пикселя. Для $n=10^6$ длина кодов I_n составит 20 разрядов. При пересылке 20 разрядов с использованием кодов C_x и C_y можно исключить появление ложной характеристики. Общее число кодовых разрядов для $n=10^6$ составит $C_{x1}I_n = 1000 \cdot 20 = 20000$
 $C_{y1}I_n = 1000 \cdot 20 = 20000$,
всего - 40000.

Эти 40000 кодовых разрядов представляют позиции 1000000 пикселей кадра. Это означает, что при $n=10^6$ коэффициент сжатия составит 25. С помощью подобных расчетов можно показать, что коэффициент сжатия при $n=10^8$ равен приблизительно 200.

Передаваемый пиксель I_1 возбуждает $C_{x1}I_1$ и $C_{y1}I_1$ разрядов. Пиксель I_1 в

расширенном виде выйдет как $l_{11}, l_{12}, l_{13} \dots l_n$, что представляет последовательность разрядов идентификационного кода. Длина этого кода равна $b = \log_2 n$. Через логическую схему И передающего устройства проходит каждый разряд этой последовательности с кодами C_{x1} и C_{y1} . При передаче пикселя 1 производятся следующие логические операции: $C_{x1} \& l_{11}, C_{x1} \& l_{12}, C_{x1} \& l_{13} \dots C_{x1} \& l_n$ и $C_{y1} \& l_{11}, C_{y1} \& l_{12}, C_{y1} \& l_{13} \dots C_{y1} \& l_n$, где знак & означает логическую операцию И. Для каждого из этих элементов требуется отдельный передающий код. Таким же образом обрабатывается каждый из n пикселей. В общем, для передачи каждого 40000 кодовых разрядов требуется 40000 кристаллов интегральных схем, что представляет собой большое сокращение по сравнению с 1000000 кристаллов, когда каждый из пикселей отсылается отдельно и не применяется кодирование размерности.

На фиг. 14А показана логическая структура, применяемая для приема конкретных активных пикселей. К позиции пикселя 1 приемного устройства подключается многоэлементная логическая схема И. Схемы И 402, 403... 404 сначала используются для получения идентификационных кодов $l_1 = l_{11}, l_2, l_{13} \dots l_b$ при $b = \log_2 n$, путем логического сложения разрядов C_{x1} и C_{y1} для пикселя 1 как показано на фиг. 14В. Эти разряды передаются на приемное устройство с помощью кодированных сигналов контура, как показано на фиг. 10 и 11. Эти И-схемы обрабатывают только выходные разряды для определенных пикселей приемного устройства. Имеется $b \times b$ входов и b выходов ($b = 20$ при $n = 10^6$), которые используются для получения b идентификационных кодов $l_{11}, l_{12}, l_{13} \dots l_b$. Когда на все b входы поступает единичный разряд, на выходе схемы сравнения 405 появляется сигнал. Пиксель 1 активируется только тогда, когда на приемное устройство поступает однозначно определенный набор кодов.

Число и длина кодов, применяемых при передаче данных могут быть еще уменьшены путем бинарного кодирования кодов x и y каждого пикселя. В отличие от предыдущего способа, показанного на фиг. 14В, позиции пикселей представлены группой двоичных кодов, каждый разряд которого передается по отдельному контуру. Меньшее число кодов требуется потому, что последовательные разряды отсылаются одновременно. При использовании этого способа число необходимых кодовых разрядов равно $b = \log_2 n$ C_x и $b = \log_2 n$ C_y , так что на приемное устройство поступают полностью согласующиеся единичные разряды для обозначения активных пикселей (нулевые разряды не включают систему). Каждый из разрядов двоичного представления должен пройти операцию логического сложения с идентификационными разрядами, как и прежде.

Таким образом, например, позиция 1 на фиг. 14С, при $n = 16$, представлена как произведение $C_{x1} C_{y1} C_{x3} C_{y3}$, а позиция 5, как $C_{x1} C_{y1} C_{x3} C_{y4}$ позиция 9, как $C_{x1} C_{y2} C_{x3} C_{y3}$

позиция 13, как $C_{x1} C_{y2} C_{x3} C_{y4}$ и так далее. Идентификационные коды для этих позиций выглядят так:

позиция 1 - $l_1 l_2 l_3 l_4$

позиция 2 - $l_2 l_{22} l_{23} l_{24}$

позиция 3 - $l_3 l_{32} l_{33} l_{34}$

позиция 4 - $l_4 l_{42} l_{43} l_{44}$

и так далее. Полный код для позиции 1 пикселя при $n = 16$, например, выглядит следующим образом:

$C_{x1} \& l_{11}, C_{x1} \& l_{12}, C_{x1} \& l_{13}, C_{x1} \& l_{14},$

$C_{y1} \& l_{11}, C_{y1} \& l_{12}, C_{y1} \& l_{13}, C_{y1} \& l_{14},$

$C_{x3} \& l_{11}, C_{x3} \& l_{12}, C_{x3} \& l_{13}, C_{x3} \& l_{14},$

$C_{y3} \& l_{11}, C_{y3} \& l_{12}, C_{y3} \& l_{13}, C_{y3} \& l_{14}$

Идентификационные разряды $l_1, l_{11} \dots l_{14}$ равны 0001. Поэтому двоичное представление этого кода следующее:

$C_{x1} \& l_1, C_{y1} \& l_1, C_{x2} \& l_1, C_{y2} \& l_1, C_{x3} \& l_1, C_{y3} \& l_1, C_{x4} \& l_1, C_{y4} \& l_1$
0001 0001 0000 0000 0001 0001 0000 0000

так как C_{x1} и C_{y1} , C_{x3} и C_{y3} равны "1", а C_{x2} и C_{y2} , C_{x4} и C_{y4} равны "0". Общая длина кода в этом случае составляет 32 разряда.

На фиг. 14D показан способ ответа приемного устройства на передаваемый пиксель. Позиция каждого пикселя соответствует множеству схем И, которые дают возможность только выделить точную комбинацию сигналов для их возбуждения. На фиг. 14D показан типичный случай для пикселя 1. Из кодов C_{x1} и C_{y1} логические схемы И - 410, 411, 412, 413, 414, 415 выводят идентификационные разряды. Идентификационные коды $l_{11} \dots l_{1b}$ выводят на основе кодов b " $C_{x1} \& l$ " и b " $C_{y1} \& l$ ". По получении этого идентификационного кода схема сравнения на выходе выдает "1". Схема сравнения 417 делает то же самое для $C_{x3} \& l$ и $C_{y3} \& l$, а схема сравнения 418 выдает b идентификационных разрядов для элементов C_{xb-1} и C_{yb-1} . Имеется b^2 C_{x1} и b^2 C_{y1} входных разрядов, доступных для

всех пикселей. Схема логики, показанная на фиг. 14В, игнорирует любой другой набор разрядов, кроме того, который идентифицирован для пикселя 1. Поэтому использование этого кода дает возможность одновременно передавать множество пикселей. По крайней мере только половина входных разрядов будет связана с любым из пикселей, поэтому самым высоким уровнем разряда для определения положения пикселя 1 является C_{xb-b} а не C_{xb} . Максимальное

число схем И на пиксель равно $b^2/2$. В действительности число подключений к большинству пикселей значительно ниже из-за того, что число единичных разрядов в большинстве кодов l очень мало. Например, для пикселей 1, 2, 4, 8, 16 код l содержит только один единичный разряд, так что для него необходимо только $b/2$ блоков И. Поэтому в среднем потребуется только небольшая доля от максимального числа разрядов. Число схем сравнения равно $b/2$. Для последней схемы И - 419, которая выдает выходной сигнал пикселя, когда получен правильный входной сигнал, необходимо $b/2$ входов. Эти схемы могут быть легко выполнены с использованием технологии изготовления интегральных схем.

Преимущества использования этих логических схем для уменьшения

разрядности кодов и обеспечения сжатия информации, что удобно для ее хранения, становится более очевидным при больших значениях n , например, начиная с 256.

На фиг.14Е показана система кодирования для этого случая. Для этого требуются 8 идентификационных разрядов. Всего требуется восемь разрядов C_x и восемь разрядов C_y , что составит $8 \times 8 + 8 \times 8 = 128$ разрядов, которые представят 256 разрядов.

Для применения этого способа в случае n пикселей, требуется

$$(\log_2 n)^2 C_x \& I \text{ кодов и} \\ (\log_2 n)^2 C_y \& I \text{ кодов или всего} \\ 2(\log_2 n)^2 C \& I \text{ кодов,}$$

где $\log_2 n = b$. При $n = 10^6$ или 2^{20} , $b=20$, а требуемое число кодов равно $2 \cdot 20 \cdot 20 = 800$. При $n=10^8$ или 2^{24} число кодов равно $2 \cdot 24 \cdot 24 = 1152$. Коэффициенты сжатия информации равны $10^6/800=1250$ и $10^8/1152=868.6$ соответственно. Следует отметить, что все эти коэффициенты сжатия многомерного способа получены за счет ошибок, являющихся функцией источника.

Длина кодового слова может быть увеличена для включения спецификации шкалы яркости, цвета и других атрибутов позиции конкретного пикселя. Это достигается путем введения дополнительных идентификационных кодов на вход пикселя таким образом, чтобы пиксель был доступен для трех, четырех или большего числа идентификационных кодов. Серый тон или шкалу яркостей можно представить тремя или большим числом разрядов, которые обеспечат 8-ми или 16-ти уровневое представление. Растровый фон и цветовой тон также могут быть обозначены дополнительными разрядами. (Для этих атрибутов используется та же процедура). Каждый разряд из разрядов шкалы яркостей контролирует свой код ID, как показано на фиг.14F. Для пикселя 1 разряды шкалы яркостей 430, 431, 432 контролируют отправку I кодов I_{1a} , I_{1b} и I_{1c} , которые обозначены как 433a, 433b и 433c соответственно. То же самое для пикселя 2 разряды 434, 435 и 436 контролируют отправку кодов I_{2a} , I_{2b} и I_{2c} , которые обозначены как 437a, 437b и 437c соответственно.

Коды $C_{xb} \& I$ и $C_{yb} \& I$ последовательности 455 обычным способом декодируются с помощью декодера. Однако дополнительные разряды пикселя декодируются отдельно, например, для кодов пикселя 1 I_{1a} , I_{1b} и I_{1c} , обозначенных как 438, 439 и 440, получен дополнительный выходной сигнал для кодов пикселя 2 I_{2a} , I_{2b} и I_{2c} , обозначенных как 441, 442 и 443, получены дополнительные выходные сигналы. Три выходных сигнала пикселя 1 поступают на вход цифроаналогового преобразователя 444, который выводит выходной сигнал шкалы яркостей для пикселя 1. Цифроаналоговый преобразователь 445 получает сигналы с выходов 441, 442 и 443 для формирования на выходе сигнала по шкале яркостей для пикселя 2.

Этот способ кодирования серого тона или атрибутов повышает общее число "виртуальных" пикселей, которые должны быть закодированы в g раз

$$p=pg,$$

где p - это число позиций пикселей;

g - это число разрядов серого тона (или атрибутов), а

n - это общее число разрядов, которые должны быть закодированы.

Это приводит к длине разрядов $b=\log_2 n$, которая оказывается длиннее той, которая необходима для реального числа пикселей. И хотя код C длиннее, коэффициент сжатия больше, так как он равен

$$n/2(\log_2 n)^2.$$

Другой способ состоит в отправке серых тонов одного кадра за один раз. При этом способе ширина полосы пропускания должна увеличиваться, а коэффициент сжатия не увеличивается.

Обратимся теперь к фиг.15, в соответствии с необходимостью представлять каждый пиксель в двоичном разряде используются многомерные коды передачи данных. Как показано на фиг.15, для каждого активного входа пиксели сначала активируют идентификационные кодирующие устройства 450, 451,...453. Этими I кодами являются $b=\log_2 n$ параллельных (одновременных) разрядов, которые поступают на матрицу соединений 454. Отдельные I разряды активируют несколько выходных разрядов матрицы соединений. На выходе этой матрицы появляется код 455, состоящий из кодов $C_{x1} \& I$, $C_{y1} \& I$, $C_{x2} \& I$, $C_{y2} \& I$, ..., $C_{xb} \& I$, $C_{yb} \& I$. Этот составной код представляет один или несколько или все входные пиксели. Данный разряд передающего кода может активироваться несколькими пикселями. Общее число передающих кодов из $2b^2$ разрядов является достаточным для передачи всех пикселей, независимо от того много или мало пикселей передаются одновременно, так как позиция каждого пикселя приемного устройства однозначно реагирует только на ту группу многочисленных кодов (разрядов), которая соответствует позиции конкретного пикселя.

Система, которая сначала соответствовала двумерному кодированию может быть расширена до трехмерной (или выше). Вместо использования только кодов $C_x \& I$ и $C_y \& I$, применяются пространственные трехмерные коды $C_x \& I$, $C_y \& I$ и $C_z \& I$. Число I кодов задается общим числом пикселей (n), но в трехмерном пространстве существуют точки такие, например, как точки куба. Для типового пикселя 1 используется следующий код:

$$C_{x1} \& I_{11}, C_{x1} \& I_{12} \dots C_{x1} \& I_{1b} \\ C_{y1} \& I_{11}, C_{y1} \& I_{12} \dots C_{y1} \& I_{1b} \\ C_{z1} \& I_{11}, C_{z1} \& I_{12} \dots C_{z1} \& I_{1b} \\ C_{x2} \& I_{11}, C_{x2} \& I_{12} \dots C_{x2} \& I_{1b} \\ C_{y2} \& I_{11}, C_{y2} \& I_{12} \dots C_{y2} \& I_{1b} \\ C_{z2} \& I_{11}, C_{z2} \& I_{12} \dots C_{z2} \& I_{1b} \\ \dots \dots \dots \\ C_{xd-1} \& I_{11}, C_{xd-1} \& I_{12} \dots C_{xd-1} \& I_{1b} \\ C_{yd-1} \& I_{11}, C_{yd-1} \& I_{12} \dots C_{yd-1} \& I_{1b} \\ C_{zd-1} \& I_{11}, C_{zd-1} \& I_{12} \dots C_{zd-1} \& I_{1b},$$

где $b = \log_2 n$ как и прежде, а $d = b = \log_2 m$, а m - это число пикселей на линейный размер. Тогда m^2 - это число пикселей на грани куба. Кодирование выполняется для d наборов компонентов, но пиксель 1 нечетный и кодом с самым большим числом разрядов

для нечетных пикселей является код C_{yd-1} . Отметим, что $d < b$ и C_{yd} - это код с наибольшим числом разрядов для двумерного случая.

Общее число кодов для трехмерного случая равно

$$2(\log_2 n)^2,$$

что соответствует числу кодов для двумерного случая с одинаковым числом пикселей. Если m - это число пикселей на размерность, то $n=m^3$ для трехмерного случая, но $n=m^2$ для двумерного случая. Из этого следует, что при тех же линейных размерах трехмерный случай имеет намного большее число пикселей (позиций разряда). Это очень важно, когда система применяется для хранения сжатых данных. К тому же в трехмерном случае используется меньшее число операций при данном числе пикселей, так как $d < b$.

При использовании аналогового переключателя 500 с цифровым управлением, показанного на фиг.16, в схеме может быть использован переключаемый инвертор, описанный выше. При этом можно использовать кристаллы типа 4016 или 4066. Эти кристаллы устанавливаются на пути радиочастотных сигналов на входе 498. Сигнал управления 497 является цифровым и переключает канал на выходных контактах 2 и 4 попеременно; это означает, что контакт 2 пропускает сигнал, когда контакт 4 не пропускает и наоборот, так как цифровой инвертор 99 изменяет полярность сигнала 497. Как показано на фиг.16А сигнал с выхода контакта 2 проходит через линейный усилитель 501 нечетного числа ступеней и поэтому этот сигнал испытывает сдвиг фазы на 180° или инверсию фазы по отношению к сигналам, идущим через контакт 4. Любой из сигналов поступает на выход трансформатора 503. Цифровой управляющий сигнал 497 поступает на контакт 13, а инвертированный сигнал - на контакт 6.

На фиг. 16В показано, что с выхода контакта 2 сигнал проходит через трансформатор 505, в котором полярность сигналов во вторичной обмотке меняется на противоположную по отношению к земле. С выхода контакта 4 сигнал поступает на трансформатор 504, полярность во вторичной обмотке которого не меняется по отношению к земле. В результате выходной сигнал на выходе трансформатора 503 смещается на 180° в соответствии с положением входного сигнала 497.

Переключаемый инвертор 500 используется также как переключатель для управления сигнала, проходящего по контуру. В этом случае используется только один канал, например 1-2, который управляется сигналом, поступающим с контакта 13. В случае замкнутого контура, канал обратной связи замыкается и циркулирующие сигналы складываются по амплитуде. При разомкнутых контактах переключателя не происходит наращивания амплитуды сигнала.

Как показано на фиг.17, при использовании в каждом входе схемы сдвига фазы на 90° любой канал может быть использован в качестве отдельного прямого и обратного канала. Схема сдвига фазы устанавливается на обратной линии для того,

чтобы обеспечить в локальном контуре сдвиг фазы на 90° независимо от установки переключателя фаз. Фаза по контуру, образованному каналами вокруг обоих входов, сдвинута на 90° . Это явно меняет на обратное направление инвертирующих переключателей, которые могут быть скорректированы изменением направлений, задаваемых кодами, поступающими на инвертирующие переключатели.

В схеме, показанной на фиг.17 используется только передающая линия 112. Фильтр 106 подключен на вход линии 112, а не передающей линии 113, которая в данном случае не используется. Новая схема сдвига фаз 401 подключена на вход 106 и усилителя 104 и других ветвей (через Z). Локальный канал одного конца схемы замкнут через переключающий инвертор 103, который через усилитель 115 включен на передающую линий 112. (Другие ветви включены на передающую линию 112 через 105 по линии W). В этом локальном канале не генерируются колебания, так как фаза в контуре всегда кратна 90 градусам.

В состав канала другого конца схемы входит фильтр 114, переключающий инвертор 117, новая схема сдвига фазы 402 и усилитель 115. Другие ветви схемы подключены через x и y. И в этом случае сдвиг фазы локального контура равен 90° или кратен ему. Контур, содержащий эти две ветви, может работать как колебательный контур, так как переключаемые инверторы могут сдвинуть фазу контура на угол, кратный 180° .

Если в передающий блок 5 установить приемники разрядов и генераторы разрядов, управляющие переключаемыми инверторами в блоке приемного устройства 6, те же самые связи могут обеспечить симметричную двустороннюю связь. Эта система будет обладать высокой помехозащищенностью и безопасностью от перехвата, как это показано в патенте 5029210. На фиг.18 эта система показана более подробно. Позиции 211 и 212 - это суммирующие приемники разрядов в блоке 5, которые являются двумя из n приемных схем, необходимых для этой системы. Позиции 209 и 210 являются генераторами разрядов блока 6. Они управляют переключаемыми инверторами 213 и 214. В этом способе разряд, передаваемый по линиям, обозначен как Y, который является суммой по модулю 2 входных сигналов каждой ветви передачи данных так, что блок 5 получает данные В от блока 6 путем смешивания в XOR сигнала Y с входным информационным сигналом А данной конкретной ветви.

Выходной сигнал передающего устройства (фиг.10) может записываться на носитель типа магнитной ленты. Подобные устройства записи на магнитную ленту, применяемые для аналоговой записи голоса, должны иметь определенный амплитудный диапазон. Это обеспечивает средства существенно повышающие емкость накопителя такого устройства. На фиг.9 показан такой способ накопления и извлечения сжатой цифровой информации. Позиция 300 представляет собой источник близко расположенных частот, которые блок 5 (передающее устройство) получает на своем входе. Для этих целей можно использовать любой подобный

источник. Цифровые данные вводятся в блок 5 таким же образом, как и в случае описанной выше передающей системы. На выходе 1 получаются сжатые видеоданные, которые могут храниться в узкополосном записывающем устройстве 301 а. На его выходе получаются многочастотные сигналы той же полосы пропускания, как и у источника 300. Однако амплитуда сигналов может меняться как корень кубический из числа активных единичных разрядов. Записывающее устройство воспроизводит сигналы на входе приемного устройства 6, которое расшифровывает информацию таким же образом, как это описано для системы передачи информации.

Блоки приемника абонентского телевидения и передатчика 1 и 2 могут работать на частотах, отличающихся от частот системы передачи данных 112 и 113 при осуществлении передачи принимаемых сигналов с преобразованием путем повышения и понижения частоты выходных сигналов абонентского телевидения, как показано на фиг. 20. Такая передача дает преимущества, так как позволяет использовать полученные на практике компоненты для выполнения функций передающего и принимающего блоков, а также обеспечивает свободу выбора частоты передающего канала.

В генераторе передающего устройства 700 выходной сигнал частотой ω_0 смешивается в преобразователе частоты с сигналом частотой ω_1 на входе передающего устройства для повышения частот входных сигналов передающей ветви интерактивной системы с получением частот $\omega_0 + \omega_1$, $\omega_0 + \omega_2$, $\omega_0 + \omega_n$. Фазорегуляторы кодирующего устройства 101, 101a, ..., 101n (фиг.5 и 9) работают, как это описано выше, однако номинальные значения емкостей и катушек индуктивности, применяемых для обеспечения смещения фазы в ветви, намного меньше. Сигналы на выходе передающей системы смешиваются в устройстве 702 с выходным сигналом генератора 700, при этом происходит преобразование сигнала с понижением частоты обратно до значений ω_1 , ω_2 , ω_n , что необходимо для передачи сигнала.

Точно так же на выходе приемного устройства сигнал с выхода генератора 705 смешивается в устройстве 703 с входным сигналом, поступающим по линии передачи 112, таким образом частота входного сигнала приемного устройства возрастает до $\omega_0 + \omega_1$, $\omega_0 + \omega_2$, $\omega_0 + \omega_n$. Опять амплитуда составляющих сигнала, поступающего на фазорегуляторы 116, 117 и 118, значительно уменьшается. Если необходимо направить сигналы обратной связи на передающее устройство, то на выходе генератора 705 формируется сигнал для понижения частоты сигналов приемного устройства в преобразователе частоты 704.

В данном изобретении описан способ сжатия цифровой информации при ее передаче. Показан способ кодирования сигналов в параллельных ветвях схемы для передачи групповых разрядов, закодированных таким образом, что они могут складываться вместе для передачи по единому каналу передачи данных, не мешая

друг другу (без межсимвольной интерференции) и могут однозначно извлекаться из соответствующих ветвей приемного устройства, снабженного соответствующими средствами декодирования. При правильных интервалах выборки средства декодирования приемного устройства дают возможность регистрировать соответствующий разряд без воздействия со стороны других разрядов данной группы. На фиг.6 показано, что межсимвольная интерференция отсутствует при любой степени сжатия информации. В действительности регистрация разрядов осуществляется при превышении амплитудой сигнала величины установленного порога.

Ключевым элементом данного изобретения является итеративный способ модуляции множества одновременно передаваемых сигналов, таким образом, что множество близко расположенных сигналов могут проходить через узкополосный фильтр, который пропускает обычно разряды только со скоростью прохождения группы разрядов. Это нельзя осуществить путем применения обычных фильтров, которые характеризуются высокими Q и чрезмерно длинными задержками.

Полоса пропускания В магистрального канала передачи данных задается общей скоростью передачи группы разрядов. Коэффициент сжатия данных n также определяется числом разрядов в группе. Частотный интервал между разрядами группы равен В/п. При увеличении коэффициента сжатия n увеличивается отношение выходной мощности передающего устройства к мощности линии передачи, так как n увеличивает мощность шума на входе в передающее устройство. Так как мощность шума мала (10^{-20} Вт/Гц) для сжатого выходного сигнала при $n=10^6$ разрядов/разряд потребуется очень небольшая выходная мощность.

Один из способов применения этого изобретения состоит в использовании резонансных контуров в каждой ветви схемы. Q этих контуров определяется только центральной частотой канала f_0 и шириной полосы пропускания канала В, а не коэффициентом сжатия n. Это дает возможность получить высокий коэффициент сжатия данных при достаточно больших Q.

При использовании этого типа сжатия можно передавать всю входную информацию без ошибок независимо от характера или структуры источника данных. Этот способ сжатия можно использовать непосредственно при хранении сжатой информации путем записи информации, обработанной для передачи на носителе достаточно динамичного диапазона.

Рассмотрены также дополнительные способы сжатия, которые позволяют снизить число передаваемых кодов для описания группы разрядов, представляющих кадр. В этих способах для задания позиции пикселей используется несколько размерностей и идентификатор. При применении такого способа, например, Nm позиций могут быть заданы числом кодов N+M. В этом случае при увеличении размера кадра число кодов передачи растет более медленно. Для восстановления первоначального изображения применяются логические схемы

И и схемы сравнения.

Для демонстрации изобретения была создана и испытана экспериментальная система, которая показана на фиг.21. Использовались два канала. В передающем устройстве X_1 (1001) и передающем устройстве X_2 (1002) использовалась схема, показанная на фиг.9А. В приемных устройствах R_1 (1009) и R_2 (1010) использовалась схема, показанная на фиг.9В. Наборы входных данных B_1 для X_1 и B_2 для X_2 формировались генератором данных 1003, который контролировался тактовым генератором 1004. Сигналы на выходе передающих устройств уплотнялись в устройстве 1005, которое представляло собой линейный суммирующий усилитель. Уплотненные сигналы поступали на полосовой фильтр 1006, который имитировал полосу пропускания линии передачи. В этом случае фильтр центрировался на уровне 20 кГц с полосой нижних звуковых частот 20 кГц. Анализатор спектра HP 4380а контролировал сигналы на выходе линии передачи (фильтра).

Оба приемных устройства 1009 и 1010 принимали эти выходные сигналы. Приемное устройство R_1 (1009) принимало синхронизирующий сигнал T_1 , который поступал из синхрогенератора 1008, а приемное устройство R_2 (1010) принимало синхронизирующий сигнал T_2 , который поступал из синхрогенератора 1008. Этот синхрогенератор также контролировался тактовым генератором 1004. Выходные сигналы D_1 и D_2 соответствующих приемных устройств контролировались на электронно-лучевой трубке 1011. Входные разряды контролировались на электронно-лучевой трубке 1000.

Генератор сигналов 1012 использовался как источник сигнала низкого уровня для калибровки чувствительности приемных устройств и как альтернативный способ запуска передающих устройств. Обычно для запуска итеративного процесса в передающих устройствах использовались их внутренние шумы. Генератор сигналов показал, что приемные устройства могут регистрировать сигналы на уровне 60 дБм.

Устройства X_1 и R_1 были настроены на 26000 Гц, X_2 и R_2 на 25000 Гц. Соответствующие наборы двоичных разрядов принимались только соответствующими приемными устройствами. Одновременно анализатор спектра показал только две спектральные линии, а именно 25000 Гц и 26000 Гц при разрешающей способности анализатора 1 Гц.

Скорость передачи разрядов менялась от 50 килобит в секунду (kbs) (что соответствует половине периода несущей) до 10 килобит в секунду (kbs), что подтверждает возможность передачи 2 бит на Гц в одном канале.

Результаты подтвердили возможность сжатия информации по настоящему изобретению.

Формула изобретения:

1. Система передачи сжатой информации, включающая устройство передачи данных для преобразования множества одновременно существующей информации с

передающего экрана в виде сигналов пикселей в одновременно передаваемые информационные коды путем суммирования посредством суммирующего средства фазокогерентных кодированных сигналов пикселей, получаемых со средства кодирования с амплитудой сигналов соответствующих пикселей, получаемых с генератора разрядов, и для передачи информационных кодов по общему информационному каналу и устройство приема данных для преобразования сигналов, полученных по общему информационному каналу путем декодирования информационных кодов с помощью средства декодирования с отделением амплитуды сигналов пикселей и фазокогерентных кодированных сигналов, соответствующих пикселей для подачи их на приемный экран.

2. Система по п.1, отличающаяся тем, что указанные передаваемые информационные коды устройства передачи данных коррелированы с соответствующей заданной аналоговой частотой устройства приема, при этом общий информационный канал выполнен с возможностью одновременно передавать информационные коды как многополосные сигналы.

3. Система по п.1, отличающаяся тем, что общий информационный канал выполнен в виде канала ограниченной ширины полосы пропускания.

4. Система по п.1, отличающаяся тем, что в устройстве передачи данных средство для суммирования выполнено в виде переключающего инвертора и предназначено для суммирования фазокогерентных кодированных сигналов пикселей с амплитудой сигналов соответствующих пикселей и контроля амплитуды сигналов соответствующих пикселей с генератора разрядов.

5. Система по п.1, отличающаяся тем, что при фазокогерентном кодировании и декодировании сигналов пикселей используют средства усиления и инверсии фаз, работающие совместно в устройстве передачи данных и устройстве приема данных.

6. Система по п.1, отличающаяся тем, что средства кодирования и средства декодирования для получения фазокогерентных кодированных сигналов выполнены в виде устройства, в котором сдвиг фазы зависит от частоты колебаний.

7. Система по п.1, отличающаяся тем, что для уменьшения числа информационных кодов включают средства бинарного кодирования фазокогерентных кодированных сигналов пикселей и амплитуды сигналов соответствующих пикселей.

8. Система связи для передачи сжатой информации, включающая передающую станцию и принимающую станцию, каждая из которых включает множество каналов, при этом в состав системы входят: магистраль связи, соединяющая множество каналов передающей станции со множеством каналов принимающей станции, передающая станция и принимающая станция содержат средства для последовательного и выборочного кодирования и декодирования информационных кодов для передачи и приема информационных кодов по указанной магистрали связи, при этом средства для

последовательного и выборочного кодирования и декодирования расположены в каждом канале, предназначены для формирования информационного кода и получения соответствующей частоты сигнала пикселя передающего экрана и приемного экрана и выполнены в виде частотно-избирательного средства, резонансная частота которого соответствует частоте сигнала соответствующего пикселя, включает также средства усиления и выборочной инверсии фаз сигнала соответствующего пикселя на выходе средств для последовательного и выборочного кодирования и декодирования информационного кода.

9. Система по п.8, отличающаяся тем, что магистраль связи включает единый канал связи для прямой и обратной передачи информационных кодов.

10. Система по п.8, отличающаяся тем, что средства последовательного и выборочного кодирования выполнены с возможностью кодирования информационных кодов в кодовые разряды, число которых значительно меньше числа указанных информационных кодов.

11. Система по п.8, отличающаяся тем, что средства последовательного и выборочного кодирования выполнены в виде матрицы, формирующей изображение на передающем и приемном экранах, при этом при обозначении позиции отдельных разрядов пикселей применены бинарные коды.

12. Система по п.8, отличающаяся тем, что указанные средства декодирования включают средства сравнения бинарного кода, обозначающего позицию разряда пикселя в матрице, хранящегося в системе памяти с бинарным кодом, обозначающим позицию разряда пикселя, переданным по указанной магистрали связи.

13. Система по п.8, отличающаяся тем, что магистраль связи выполнена ограниченной по ширине полосы пропускания, при этом все резонансные частоты каждого пикселя находятся в пределах ширины полосы пропускания магистрали связи.

14. Система по п.8, отличающаяся тем, что указанное частотно-избирательное средство обеспечивает сдвиг фазы сигнала на входе в указанный канал, при этом в состав указанного средства последовательного и выборочного кодирования входит средство для суммирования сигналов пикселей со сдвигом фазы, формируемых в каком-нибудь канале для заданного числа итераций с получением на выходе средства суммирования сигнала, представляющего информационный код в указанном канале.

15. Система по п.14, отличающаяся тем, указанное средство кодирования включает средство суммирования на входе в каждый канал, осуществляющее итеративное суммирование последовательности сдвинутых по фазе сигналов и средства обратной связи для возврата каждого сдвинутого по фазе сигнала последовательности с выхода каждого указанного канала на вход суммирующего устройства в процессе итерации.

16. Система по п.15, отличающаяся тем, что для каждого указанного канала заданное число итераций происходит одновременно с

временным интервалом, который соответствует частоте переключения информационного разряда.

17. Система по п.8, отличающаяся тем, что в устройстве приема указанное средство декодирования включает локальное резонансное средство обратной связи для одновременного декодирования переданных информационных кодов для получения каждого соответственного информационного разряда принимаемого экрана.

18. Система по п.17, отличающаяся тем, что указанное локальное резонансное средство обратной связи включает средство демодуляции информационных кодов в многополосные сигналы, при этом частоты многополосных сигналов соответствуют конкретному информационному разряду принимаемого экрана.

19. Система по п.8, отличающаяся тем, что в устройстве передачи указанное средство кодирования включает локальное резонансное средство обратной связи для кодирования каждого информационного разряда передающего экрана в указанные одновременно передаваемые информационные коды.

20. Система по п.19, отличающаяся тем, что указанное локальное резонансное средство обратной связи включает средство модуляции непрерывной полосы частот в пределах ограниченной полосы пропускания магистрали связи с целью получения указанных одновременно передаваемых информационных кодов, связанных с каждым разрядом указанного передающего экрана.

21. Система по п.20, отличающаяся тем, что указанная непрерывная полоса частот средства модуляции является белым шумом ограниченной ширины полосы частот.

22. Система хранения и извлечения сжатой информации для хранения и извлечения цифровых информационных разрядов, включающая средство преобразования множества одновременно существующих групп цифровых информационных разрядов передающего экрана в заданное число кодированных информационных разрядов, средство суммирования указанных кодированных информационных разрядов в единый полный сигнал, средство хранения указанного единого полного сигнала на носителе, средство извлечения указанных цифровых информационных разрядов путем преобразования указанного полного сигнала в одновременно существующие разряды, соответствующие указанным группам одновременно существующих цифровых информационных разрядов.

23. Система по п.22, отличающаяся тем, что указанные коды кодированных информационных разрядов состоят из соответствующих частотных кодов.

24. Способ цифровой модуляции, включающий модуляцию сигналов в виде разрядов, поступающих в поток разрядов от передающего экрана с использованием первой схемы, имеющей первый сумматор сигналов и первый контур обратной связи, включающий первый резонансный контур заданной центральной частоты, итеративное суммирование сигнала обратной связи с выхода первого резонансного контура с низкочастотным сигналом мощности,

управление потоком сигналов посредством переключаемого контура для подачи указанного сигнала обратной связи на указанный первый сумматор сигналов, при этом амплитуда сигнала на выходе указанной первой схемы возрастает с каждой последовательной итерацией для обеспечения передачи несущего сигнала, модулированного разрядами, поступающими в поток разрядов от указанного передающего экрана, демодуляцию модулированного несущего сигнала с использованием второй схемы, имеющей второй сумматор сигналов и второй контур обратной связи, включающий второй резонансный контур, настроенный на такую же центральную частоту, как и указанный первый резонансный контур, итеративное суммирование сигнала обратной связи с выхода указанной второй схемы с указанным модулированным несущим сигналом с помощью второго сумматора сигналов, регистрация амплитуды сигнала второй схемы для получения разрядов указанного потока разрядов на приемном экране.

25. Сверхрезонансный контур, включающий средство приема потока закодированных информационных сигналов, принимаемых в последовательные интервалы времени, и средство декодирования соответствующего закодированного информационного сигнала в пределах временного интервала, соответствующего его периоду, отличающийся тем, что средство приема потока закодированных информационных сигналов включает устройство подключения для подачи потока закодированных информационных сигналов на средство суммирования для приема указанного потока на первый ввод, фазорегулирующий элемент, чувствительный к потоку закодированных информационных сигналов, в котором каждый информационный сигнал кодируется как одночастотный модулированный импульс, и средство обратной связи для подачи потока закодированных информационных сигналов из устройства подключения на второй ввод средства суммирования, при этом указанное средство обратной связи и средство суммирования выполнены с возможностью многократной рециркуляции указанного сигнала внутри названного сверхрезонансного контура для декодирования названного закодированного сигнала в пределах названного временного интервала.

26. Контур по п.25, отличающийся тем, что названный контур выполнен с возможностью при каждой рециркуляции постепенно настраивать полосу частот потока закодированных информационных сигналов до полосы частот пропускания сигналов, поступающих на устройство подключения из магистрали связи.

27. Контур по п.25, отличающийся тем, что названный контур выполнен с возможностью прохождения названного сигнала по названному контуру n раз для получения регистрируемого сигнала, при этом n -кратное прохождение контура названным сигналом происходит за более короткий временной интервал, чем это требуется для переключения названных информационных сигналов, или равный ему.

28. Контур по п.27, отличающийся тем, что

в названном контуре на выходе устройства подключения каждый из названных закодированных сигналов занимает полосу пропускания, уменьшенную пропорционально числу n прохождений сигналом контура.

29. Контур по п.25, отличающийся тем, что устройство подключения выполнено с возможностью обеспечения повышенного отношения сигнал/шум.

30. Сверхрезонансный контур для кодирования потока информационных сигналов, включающий средство приема информационных сигналов в последовательно расположенные интервалы времени и средство формирования закодированных информационных сигналов из принятого информационного сигнала в течение единичного временного интервала в виде сигнала, закодированного по частоте, отличающийся тем, что названный контур содержит устройство вывода данных, средство суммирования закодированных сигналов в виде многочастотных сигналов с непрерывной полосой пропускания сигналов на первом входе устройства, фазорегулирующий элемент, чувствительный к сигналу определенной частоты, и средство обратной связи для отправки сигнала с названного устройства вывода данных на второй вход названного средства суммирования, при этом названное средство обратной связи и средство суммирования сигналов выполнены с возможностью многократной рециркуляции названного сигнала внутри сверхрезонансного контура для декодирования названного закодированного сигнала в пределах одного единичного временного интервала.

31. Контур по п.30, отличающийся тем, что названный контур содержит средство подавления амплитуды в ответ на принятый названный информационный сигнал.

32. Контур по п.30, отличающийся тем, что указанный контур выполнен с возможностью n -кратного прохождения названного сигнала по контуру для получения закодированного сигнала соответствующей частоты, при этом n -кратное прохождение названным сигналом контура происходит за более короткий временной интервал, чем интервал переключения названных информационных сигналов, или равный ему.

33. Система декодирования множества переданных по единому каналу передачи данных в пределах полосы пропускания канала одновременно существующих закодированных по частоте импульсов заданной ширины интервала, каждый из которых соответствует определенному информационному сигналу, содержащая один или больше сверхрезонансных контуров, настроенных на определенную частоту из названной полосы пропускания канала передачи данных и обеспечивающих возможность регистрации соответствующих информационных сигналов в пределах ширины интервала импульса, отличающаяся тем, что в состав одного или более из названных сверхрезонансных контуров входит выходное устройство подключения, средство суммирования сигналов для приема названного множества закодированных по частоте импульсов на первый ввод, фазорегулирующий элемент, чувствительный к названному частотно закодированному

импульсу, средство обратной связи для подачи сигнала из названного выходного устройства подключения на второй ввод названного средства суммирования, при этом названное средство обратной связи и средство суммирования сигналов выполнены с возможностью многократной рециркуляции названного информационного сигнала внутри названного сверхрезонансного контура для декодирования названных закодированных по частоте импульсов в пределах названной ширины интервала импульса.

34. Система по п.33, отличающаяся тем, что сверхрезонансный контур выполнен с возможностью при каждой рециркуляции постепенно настраивать частоту названных закодированных по частоте импульсов до полосы пропускания названного единого канала передачи.

35. Система по п.33, отличающаяся тем, что один или больше из названных сверхрезонансных контуров выполнены с возможностью n -кратного прохождения закодированных по частоте импульсов по контуру для получения регистрируемого сигнала в каждом из названных контуров, при этом n -кратное прохождение закодированных по частоте сигналов происходит за более короткий временной интервал, чем это требуется для переключения названных

регистрируемых сигналов, или равный ему.

36. Система по п.33, отличающаяся тем, что в названном сверхрезонансном контуре каждый из названного множества информационных сигналов на выходном устройстве подключения занимает полосу частот пропускания названного канала передачи данных, уменьшенную пропорционально числу n -кратного прохождения информационным сигналом названного контура.

37. Система по п.33, отличающаяся тем, что в состав также входит средство накопления данных ограниченной емкости для хранения названных информационных сигналов в виде множества одновременно существующих закодированных по частоте импульсов и для увеличения числа передаваемых информационных сигналов.

38. Система по п. 37, отличающаяся тем, что в состав также входит средство извлечения названных информационных сигналов для одновременного декодирования каждого из названных информационных сигналов.

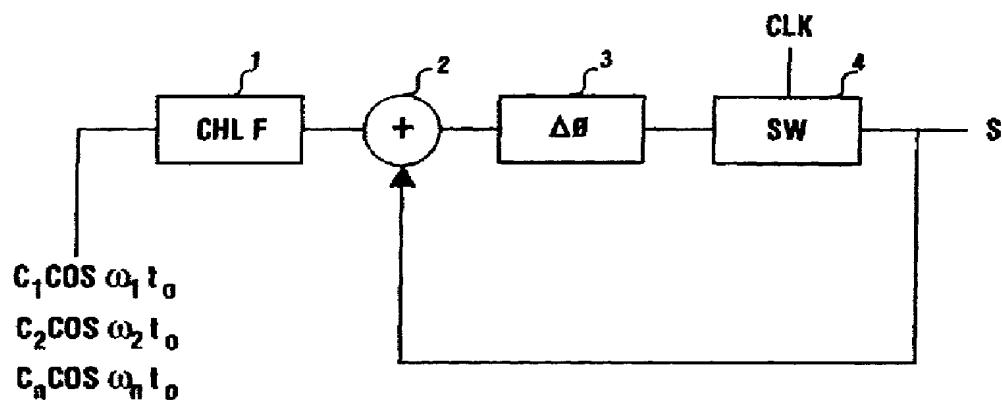
39. Система по п.33, отличающаяся тем, что выходное устройство подключения выполнено с возможностью обеспечения повышенного отношения сигнал/шум.

5
10
15
20
25
30
35
40
45
50
55
60

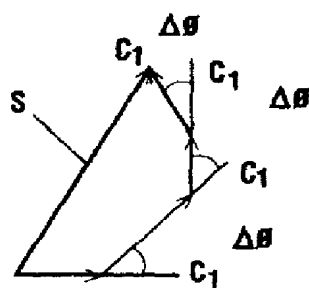
n	CODE							
1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	0	1	0	1	0	1	0	1
3	0	0	1	1	0	0	1	1
4	0	1	1	0	0	1	1	0
5	0	0	0	0	1	1	1	1
6	0	0	0	1	1	0	1	1
7	0	0	1	1	1	1	0	0
8	0	1	1	0	1	0	0	1

Orthogonal Codes for n = 8 Pixels
ортогональные коды пиксели

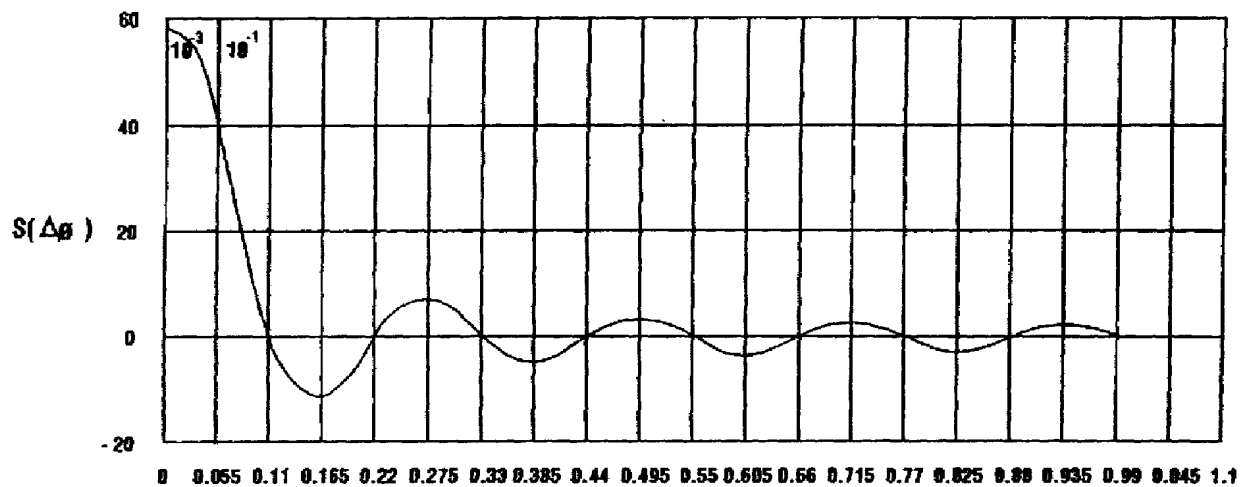
Фиг.2



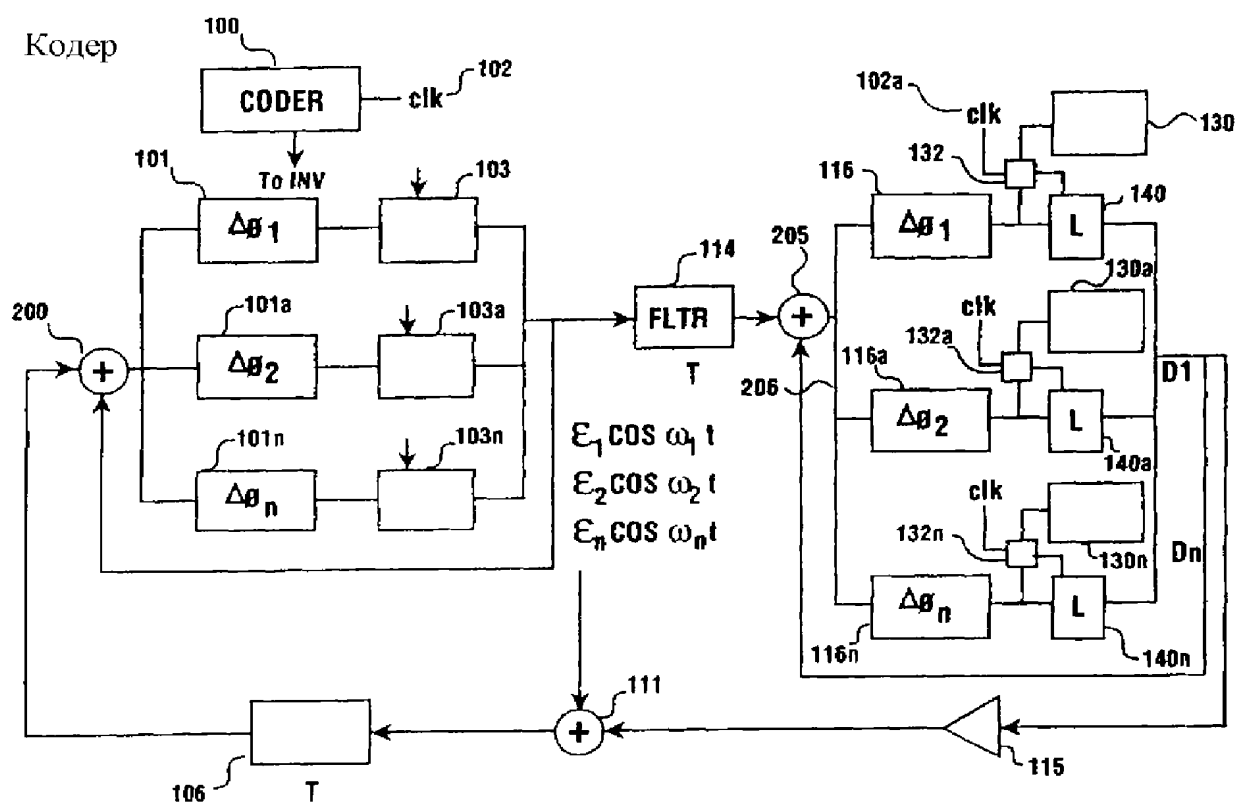
Фиг.3А



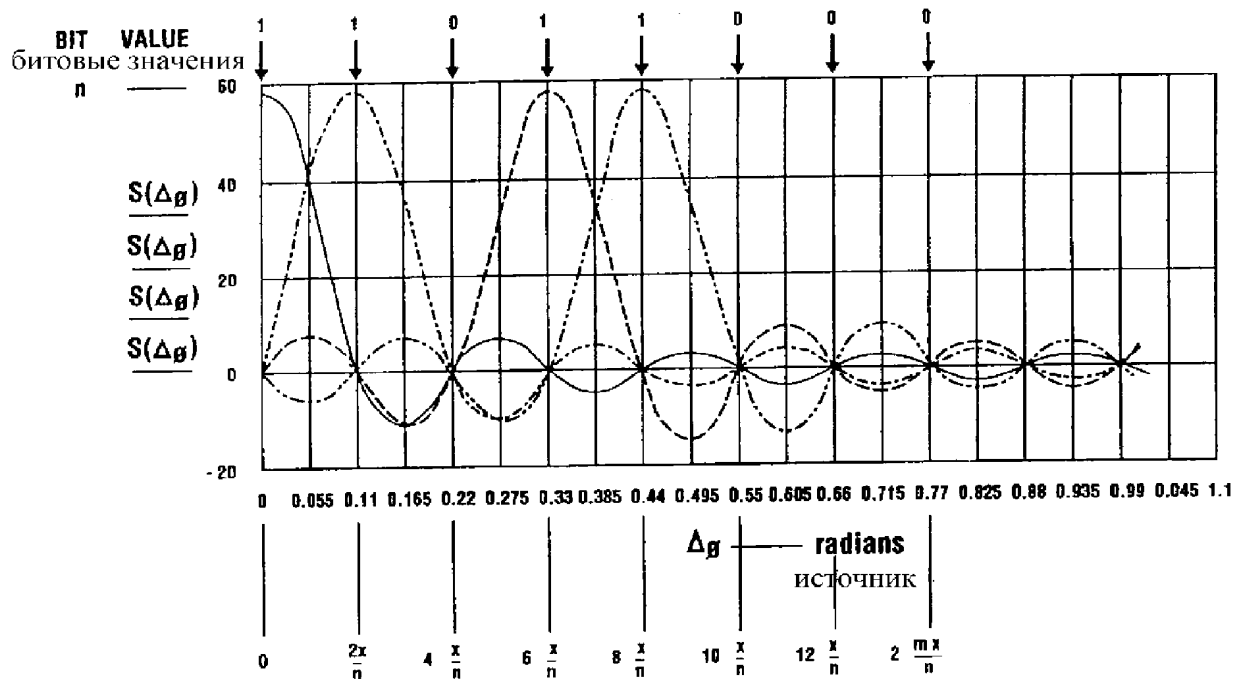
Фиг.3В



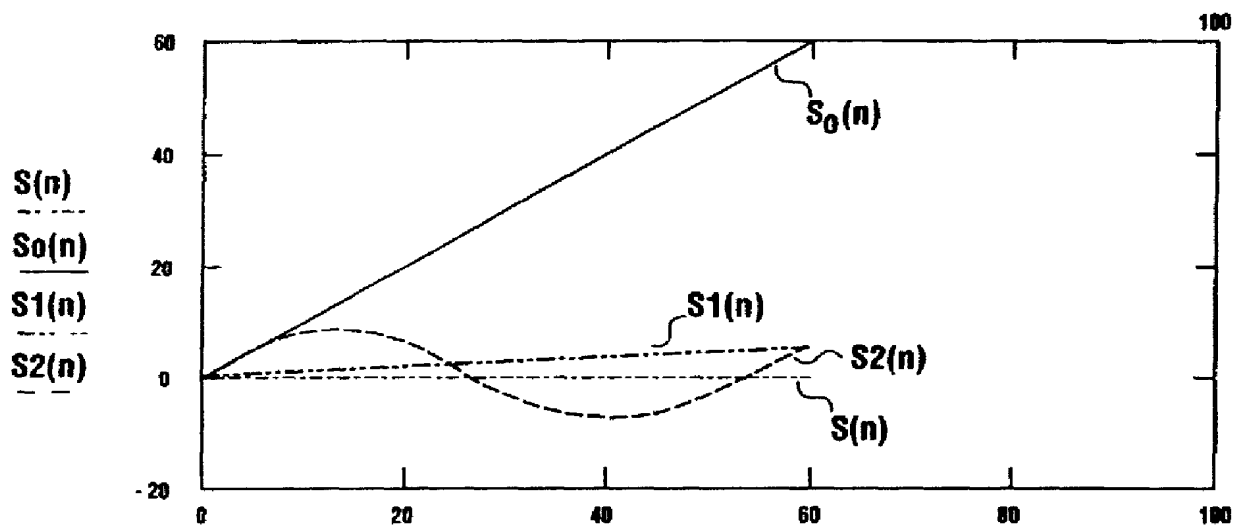
Фиг.4



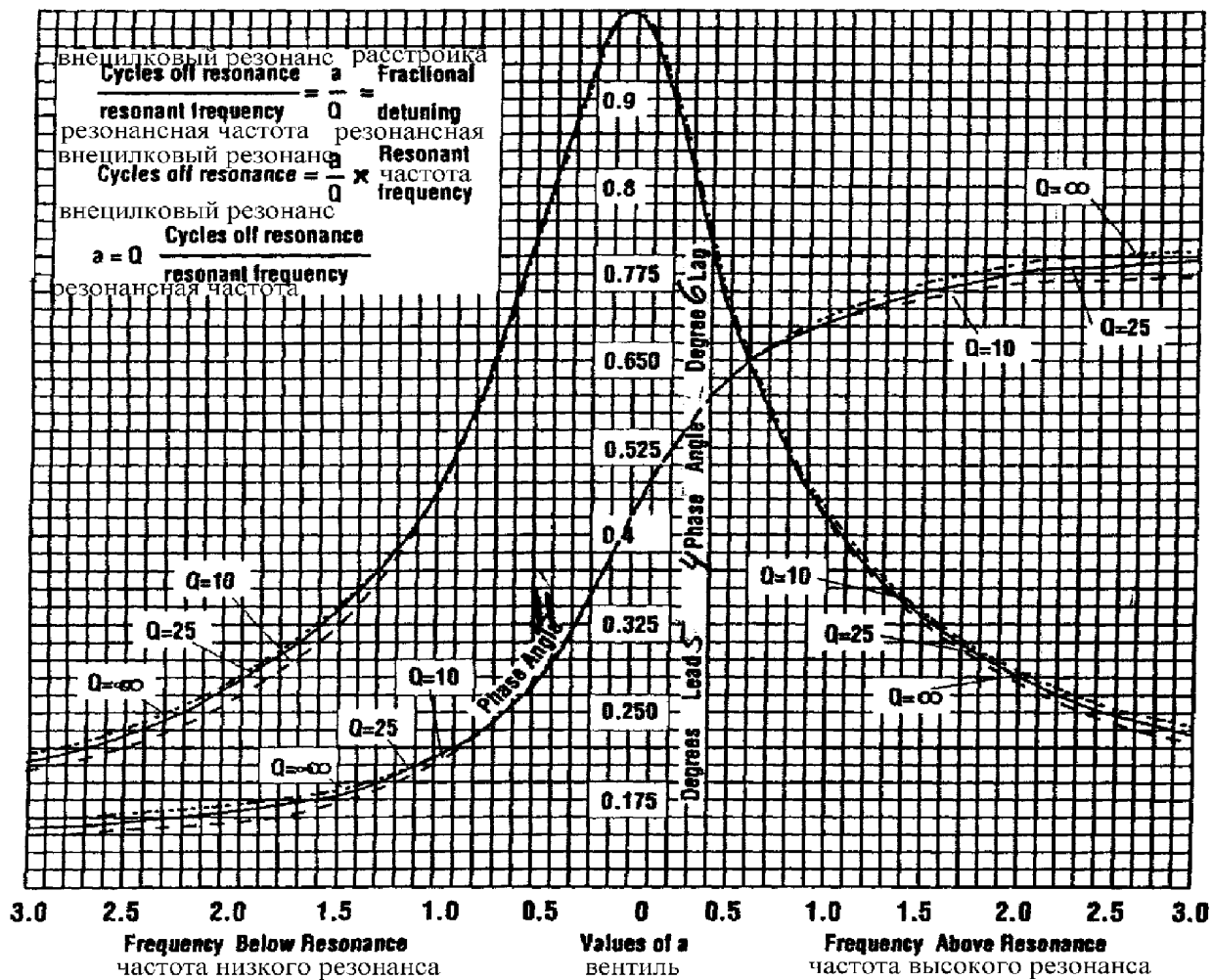
Фиг.5



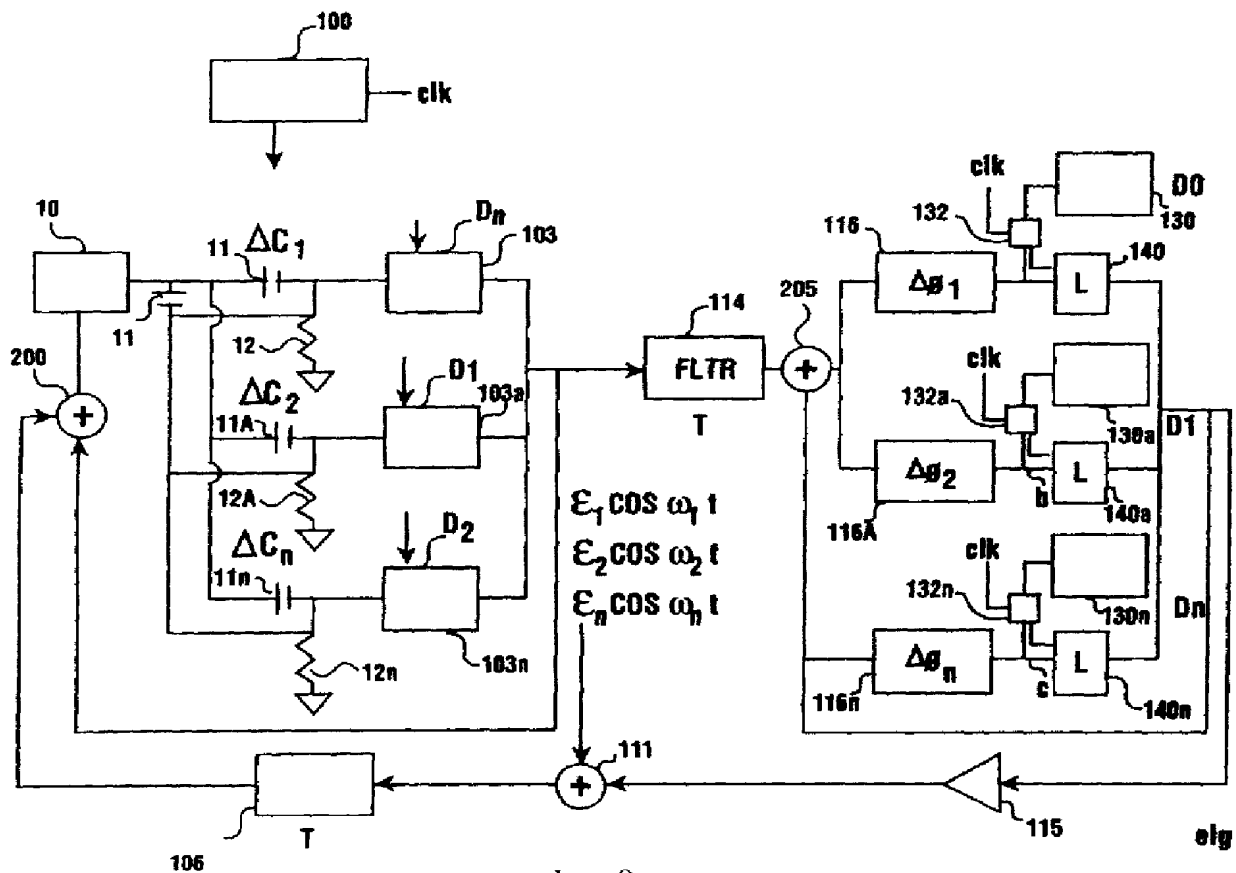
Фиг.6



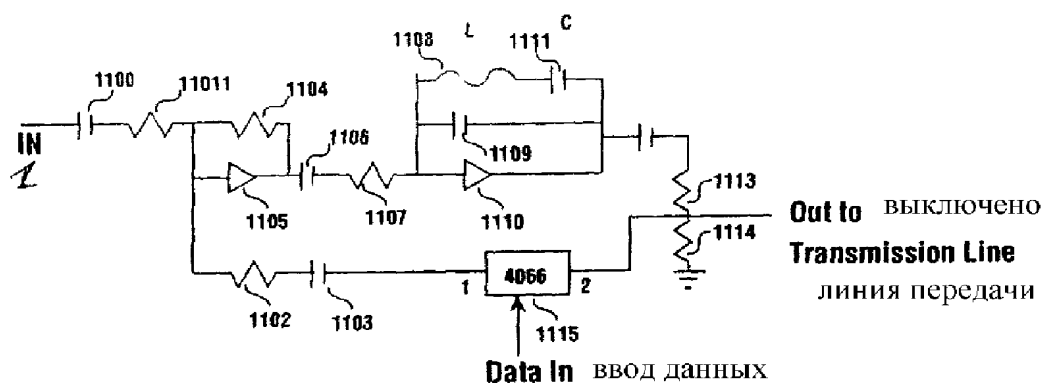
Фиг.7



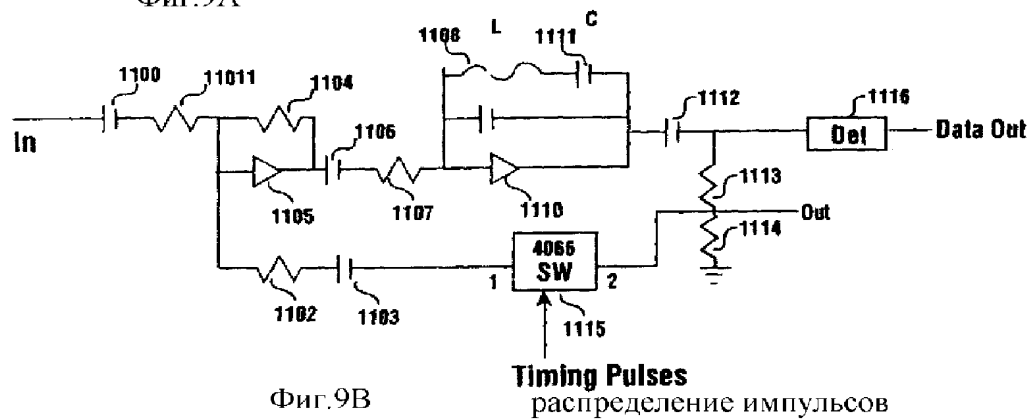
Фиг.8



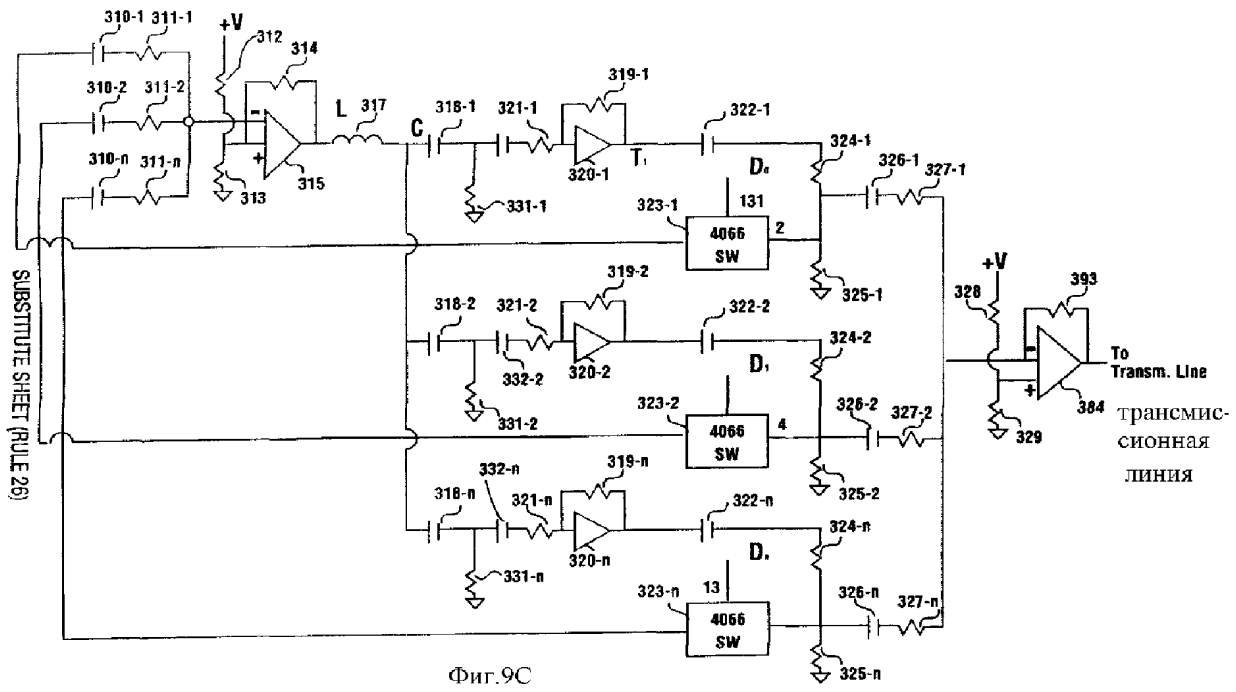
Фиг.9



Фиг.9А



Фиг.9В



Timing Signal

распределение сигналов

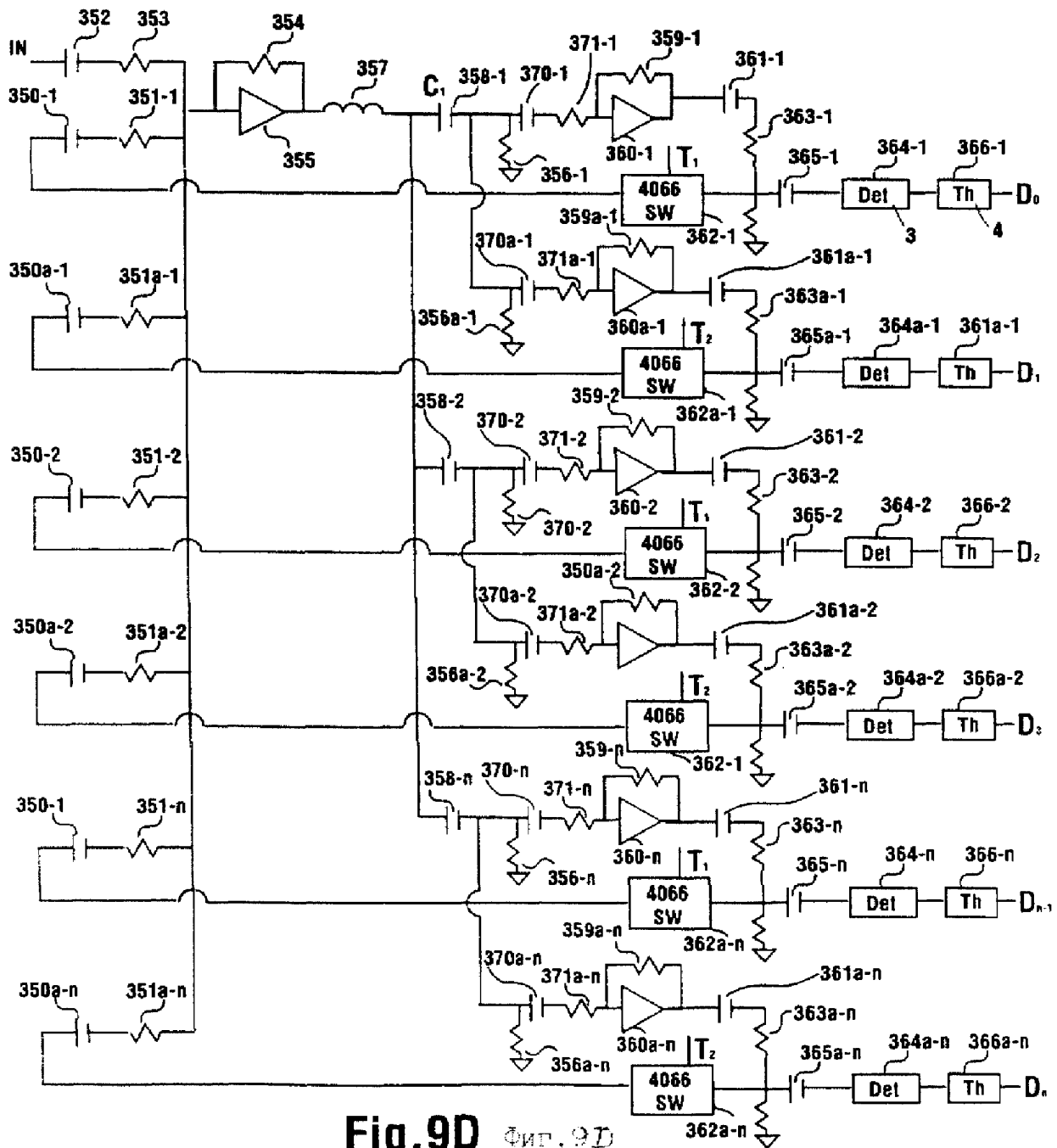
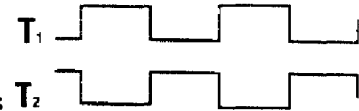
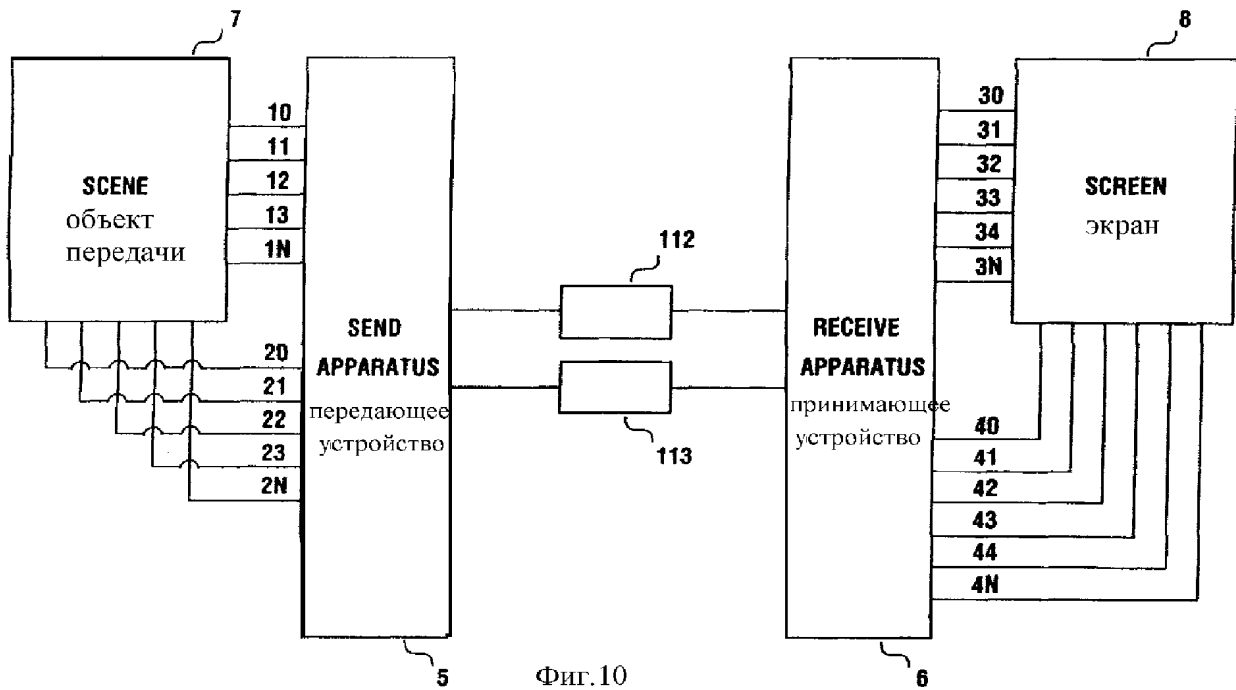


Fig.9D Фиг. 9Д

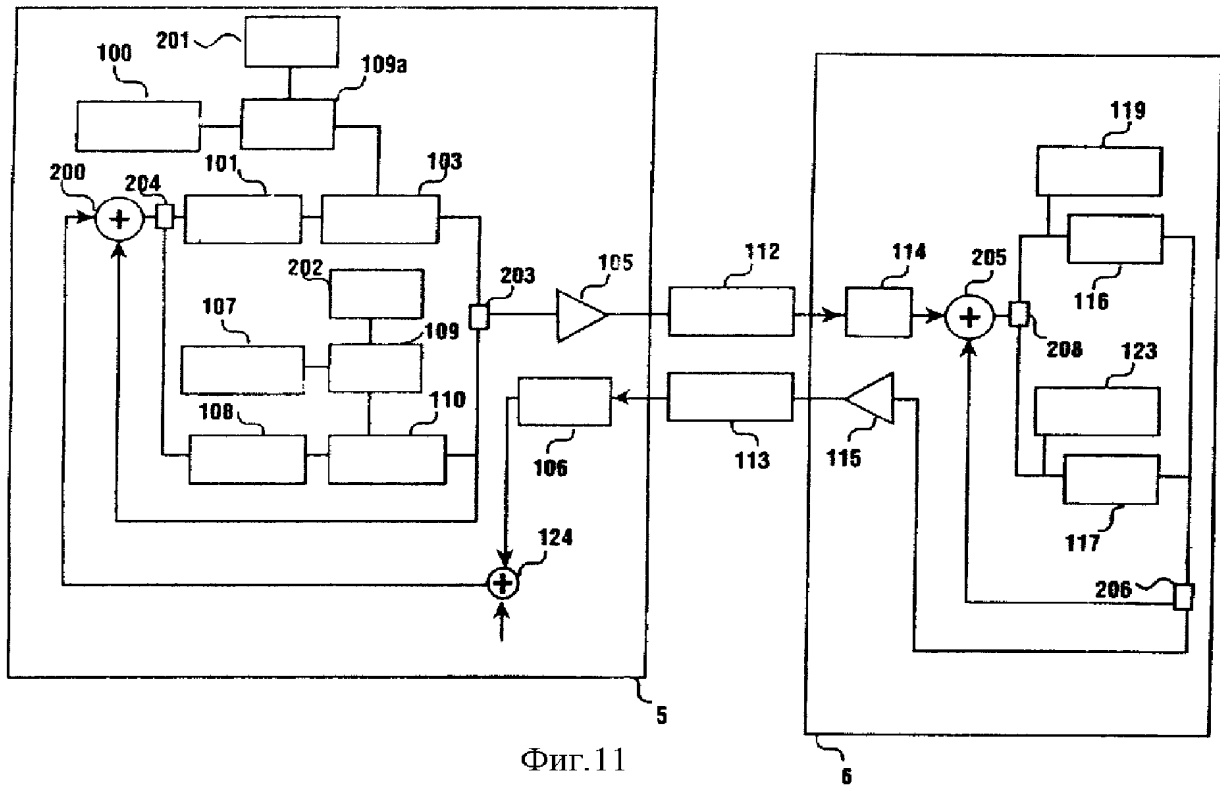
SUBSTITUTE SHEET (RULE 26)

RU 2187889 C2

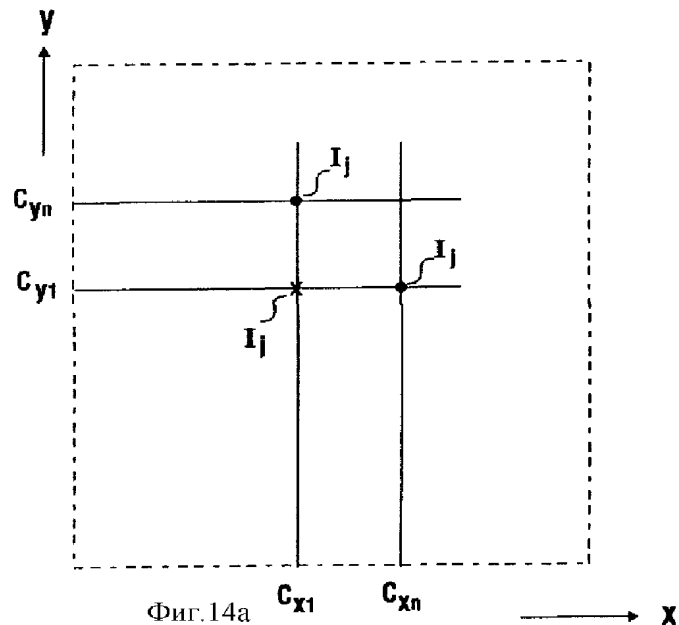
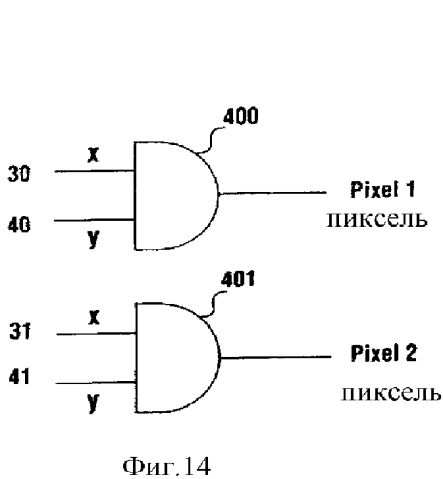
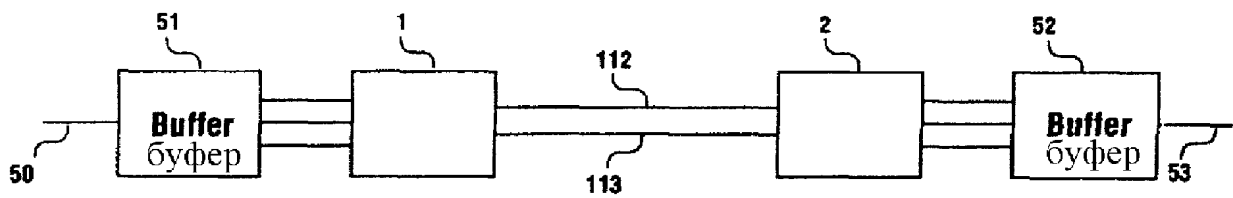
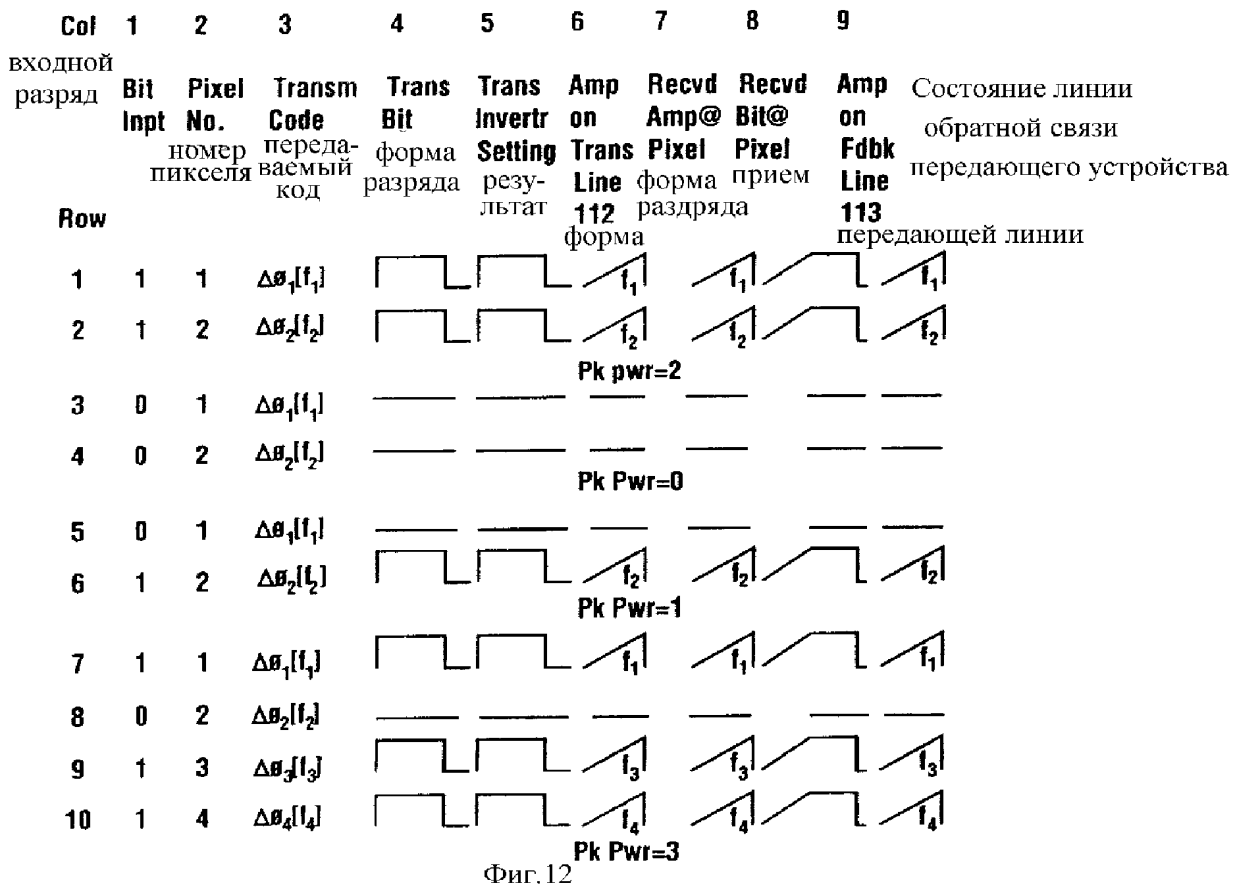
RU 2187889 C2

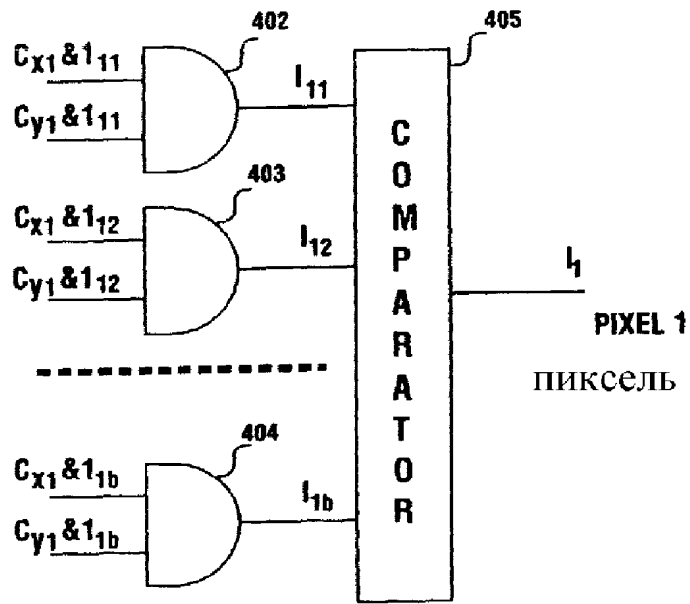


Фиг.10



Фиг.11

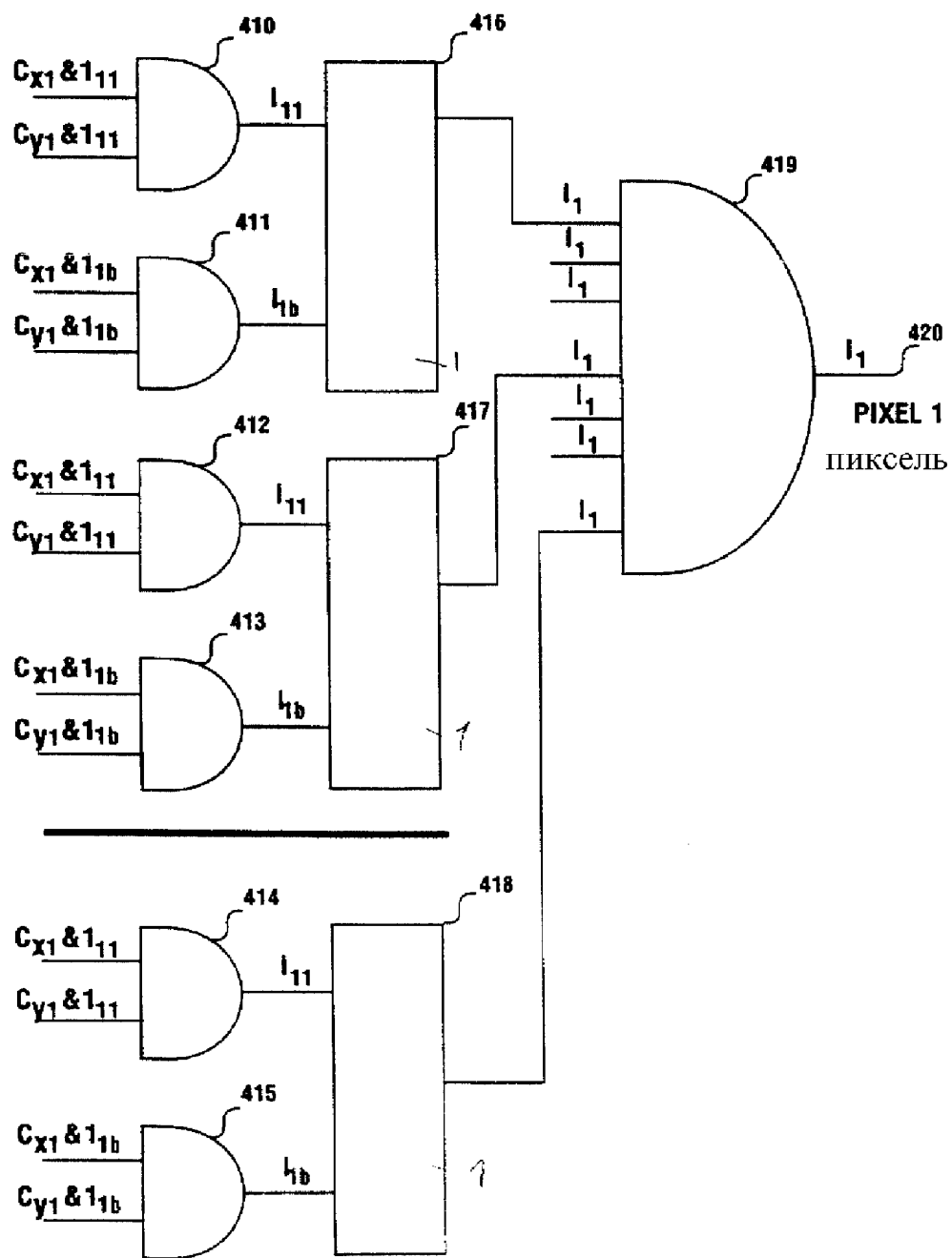




Фиг.14в

		Cx3	Cx3	Cx4	Cx4
		Cx1	Cx2	Cx1	Cx2
Cy3	Cy1	1	2	3	4
Cy3	Cy2	5	6	7	8
Cy4	Cy1	9	10	11	12
Cy4	Cy2	13	14	15	16

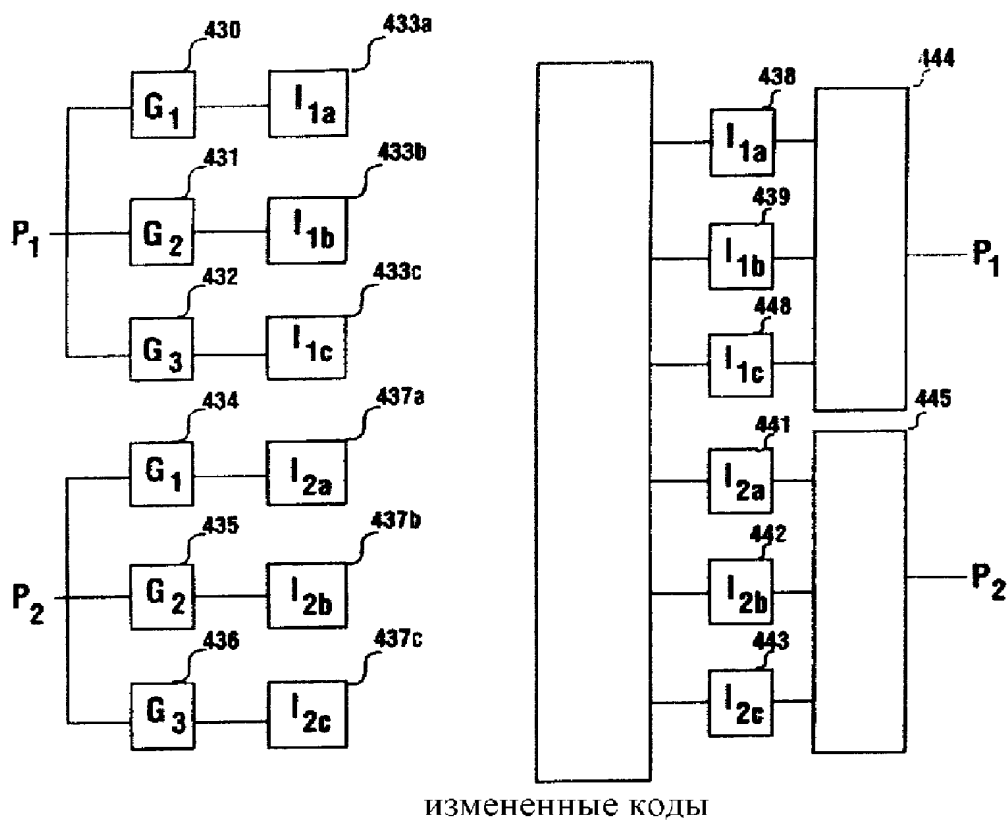
Фиг.14С



Фиг.14d

CY8	CY5	CY4	CY1	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175	176
CY8	CY5	CY4	CY2	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192
CY8	CY6	CY3	CY1	193	194	195	196	197	198	199	200	201	202	203	204	205	206	207	208
CY8	CY6	CY3	CY2	209	210	211	212	213	214	215	216	217	218	219	220	221	222	223	224
CY8	CY6	CY4	CY1	225	226	227	228	229	230	231	232	233	234	235	236	237	238	239	240
CY8	CY6	CY4	CY2	241	242	243	244	245	246	247	248	249	250	251	252	253	254	255	256
				CX1	CX2	CX1	CX2	CX1	CX2	CX1	CX2	CX1	CX2	CX1	CX2	CX1	CX2	CX1	CX2
				CX3	CX3	CX4	CX4	CX3	CX3	CX4	CX4	CX3	CX3	CX4	CX4	CX3	CX3	CX4	CX4
				CX5	CX5	CX5	CX5	CX6	CX6	CX6	CX6	CX5	CX5	CX5	CX5	CX6	CX6	CX6	CX6
				CX7	CX7	CX7	CX7	CX7	CX7	CX7	CX7	CX8	CX8	CX8	CX8	CX8	CX8	CX8	CX8

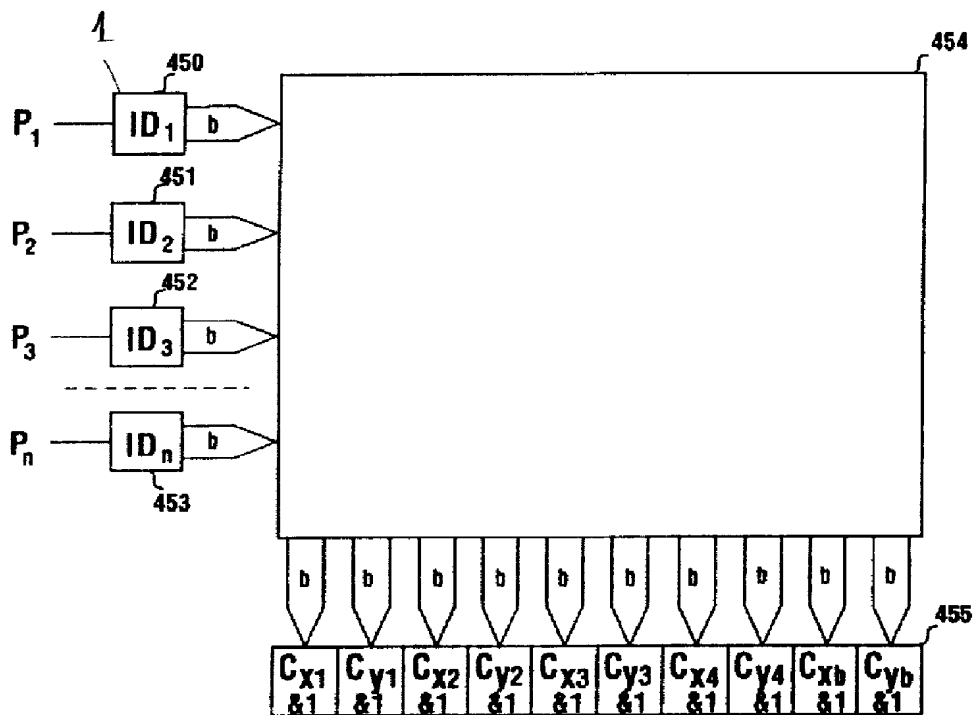
Фиг.14е



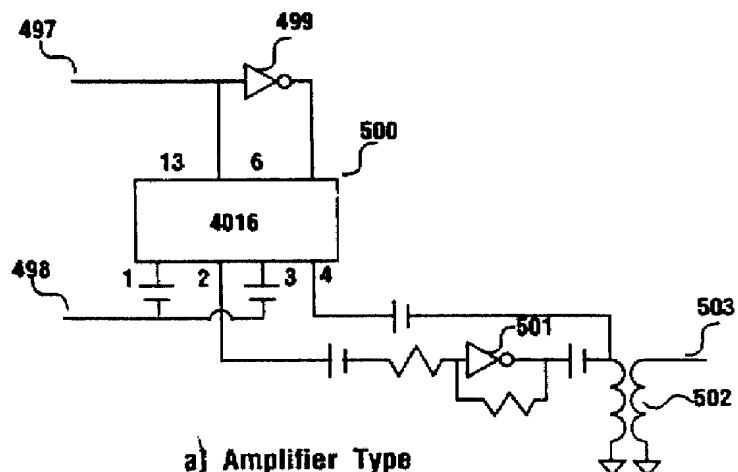
ENCODING
декодирование

DECODING
декодирование

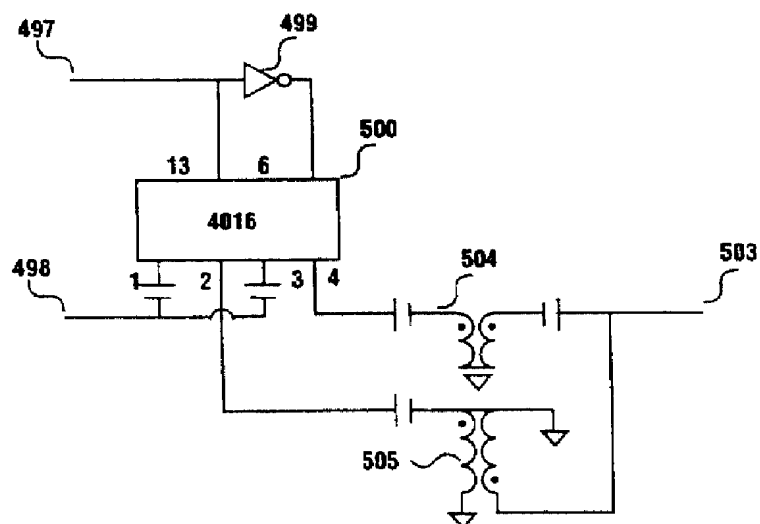
Фиг.14f



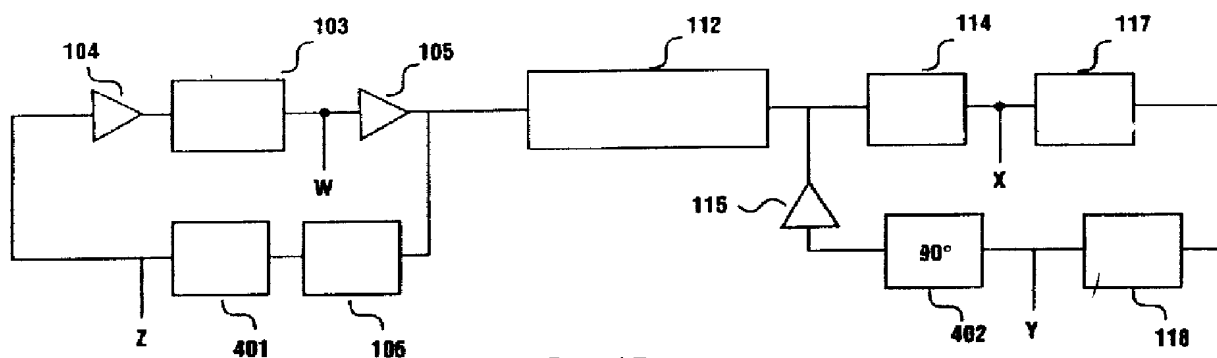
Фиг.15



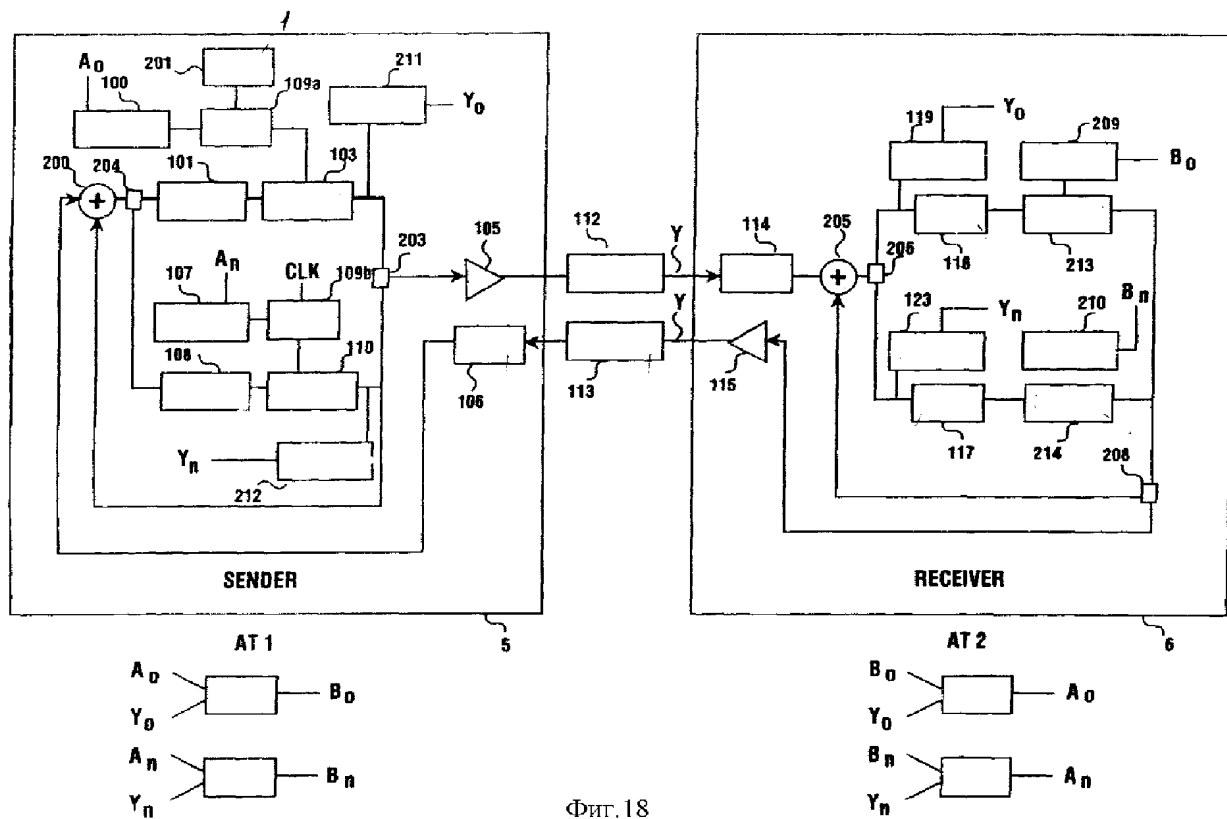
a) Amplifier Type
a) схема усилителя



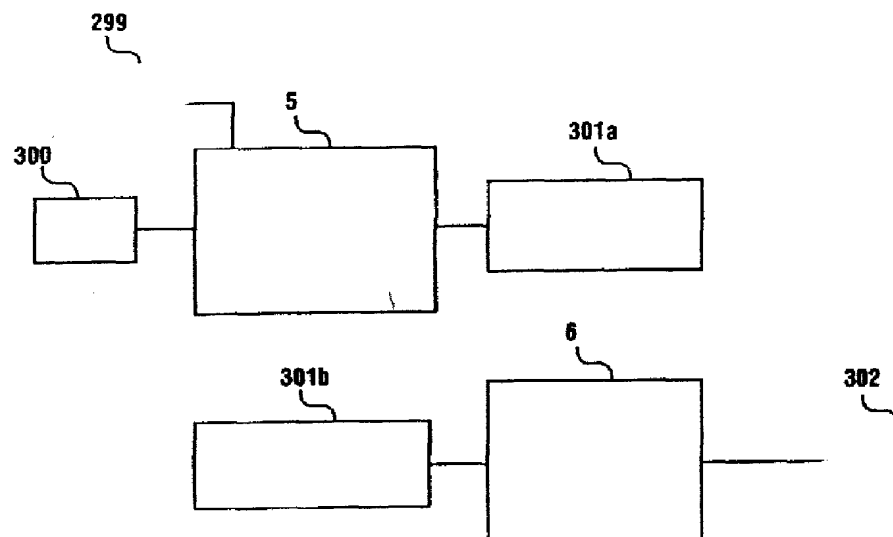
b) Transformer Type
в) схема трансформатора
Фиг.16



Фиг.17



Фиг.18



Фиг.19

